ORSAY
n° d'ordre :
304

T H E S E

présentée

A LA FACULTÉ DE PARIS XI ORSAY

par

Maurice GHEUDIN

pour obtenir le grade de

DOCTEUR INGÉNIEUR

Sujet de la thèse : Conception et réalisation d'un récepteur spectral pour les observations radioastronomiques sur 18 cm de longueur d'onde.

Soutenue le 26 octobre 1976 devant le Commission d' examen :

MM.	*P. GRIVET*	*Président*
	J. LEQUEUX	*Examinateurs*
	M. FACHE	
	C. AUDOIN	
	F. BIRAUD	

T H E S E

présentée

A LA FACULTÉ DE PARIS XI ORSAY

par

Maurice GHEUDIN

pour obtenir le grade de

DOCTEUR INGÉNIEUR

Sujet de la thèse : Conception et réalisation d'un récepteur spectral pour les observations radioastronomiques sur 18 cm de longueur d'onde.

Soutenue le 26 octobre 1976 devant le Commission d' examen :

MM.	*P. GRIVET*	*Président*
	J. LEQUEUX	*Examinateurs*
	M. FACHE	
	C. AUDOIN	
	F. BIRAUD	

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

SOMMAIRE

Chapitre I - INTRODUCTION — Page

I-1. Principaux buts scientifiques 1
I-2. Premières réalisations à Nançay 2
I-3. Principaux domaines d'améliorations de la réception 3

Chapitre II-- REDUCTION DU BRUIT DE SOL

II-1. Présentation du problème

- 1. Origine du bruit de sol 5
- 2. Environnement de l'antenne primaire 7
- 3. Séparation spatiale des sources de bruit 10
- 4. Solutions pour réduire le bruit 14

II-2. Etude théorique

- 1. Evaluation de la température apparente 15
- 2. Définition de la zone de Fresnel 17
- 3. Calcul du champ proche 19
- 4. Exploitation des formules obtenues 24

II-3. Mesure directe du couplage entre le sol et l'antenne

- 1. Méthode de mesure 25
- 2. Mesures effectuées 27
- 3. Analyse des résultats 29

II-4. Réalisation pratique

- 1. Etude de la surface réduisant le bruit 34
- 2. Choix d'un compromis 36
- 3. Résultats 36

Chapitre III - PARTIE HYPERFREQUENCE DU RECEPTEUR

III-1. Schéma général

- 1. Type de récepteur utilisé, choix du genre de permutation 39
- 2. Méthode d'étalonnage 42
- 3. Dispositifs d'étalonnage 45

III-2. Analyseur de polarisation circulaire page

- 1. Généralités 47
- 2. Elaboration du principe utilisé 49
- 3. Réalisation pratique 53
- 4. Résultats 55

III-3. Amplificateur paramétrique

- 1. Choix du type d'amplificateur 62
- 2. Points particuliers, dispositifs originaux . 64
- 3. Réalisation pratique et résultats 74

Chapitre IV - MOYENNE FREQUENCE ET DETECTION

IV-1. Schéma général

- 1. Eléments situés dans la cabine 77
- 2. Eléments situés dans le bâtiment focal 80

IV-2. Circuits de commandes

- 1. Signal de permutation 81
- 2. Commande des synthétiseurs 83
- 3. Systèmes d'étalonnages 86

IV-3. Contrôles du récepteur

- 1. Voies totales 87
- 2. Visualisation des canaux 89
- 3. Contrôle des commandes automatiques 89
- 4. Contrôle des multiplicateurs 90
- 5. Programmes de test 91

IV-4. Utilisations diverses du récepteur

- 1. Permutation d'antenne 92
- 2. Permutation de fréquence 94
- 3. Détection synchrone par l'ordinateur 98
- 4. Détermination de position 99

IV-5. Détection synchrone

page

- 1. Rappel du principe..... 100
- 2. Détection quadratique..... 103
- 3. Filtres employés..... 105
- 4. Réalisation et résultats 114

Chapitre V - RESULTATS GENERAUX ET CONCLUSION 118

Annexe n° 1 : Liste des publications scientifiques utilisant des résultats d'observations faites avec le récepteur.

Annexe n° 2 : Schémas électroniques détaillés

Annexe n° 3 : Photographies des réalisations

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548119_0003

REMERCIEMENTS

Cette étude présente des réalisations effectuées au Département de Radioastronomie de l'Observatoire de Meudon et pour une part au Département R.S.R. du C.N.E.T. Je tiens à exprimer ma reconnaissance à MM. Blum et Lequeux de l'Observatoire et à M. Reyssat du C.N.E.T. pour la direction de mes travaux.

Je voudrais aussi remercier vivement Monsieur le Professeur Grivet qui a bien voulu accepter de patronner cette thèse.

Que toutes les personnes qui m'ont aidé par leurs conseils et avec qui j'ai eu des conversations fructueuses, trouvent ici l'expression de ma gratitude.

Je pense en particulier à MM. Reyssat et Waldteufel de R.S.R., Blum, Biraud, Beaudin, Fillit, Lauqué et Rosolen de Meudon.

Je ne peux oublier de remercier également les Chercheurs, Techniciens et Administratifs de la Radioastronomie, tant à Meudon qu'à Nançay, qui ont facilité ma tâche par des aides de toutes sortes et par une constante sympathie.

:=:=:=:=:=:=:

I - INTRODUCTION

I-1 PRINCIPAUX BUTS SCIENTIFIQUES

C'est en 1963 qu'une équipe de chercheurs du M.I.T. (Massachusett) décela pour la première fois dans l'espace interstellaire les raies spectrales de la molécule oxhydrile (OH) [1] . Il s'agissait de l'absorption du rayonnement de Cassiopé A sur deux fréquences du domaine radioélectrique correspondant aux niveaux de repos des raies principales : 1665,401 et 1667,359 MHz.

Par la suite vint la découverte de deux raies satellites prévues par le calcul : fréquences au repos : 1612,231 et 1720,529 MHz.

Entre temps une émission à bande anormalement étroite a finalement été reconnue comme provenant de la molécule oxhydrile en émission [2] .

Aujourd'hui on a recensé plus de trente-cinq molécules dans l'espace, contenant jusqu'à 9 atomes. Cependant l'étude de la molécule OH reste primordiale du fait de l'intensité anormalement forte de ses émissions que l'on attribue actuellement à un effet MASER dont le processus n'est pas encore expliqué totalement.

La finesse des raies obtenues permet de connaître avec précision, par effet Dopler, les mouvements des nuages gazeux dans lesquels elles se manifestent. Une composante de l'onde, polarisée circulairement, nous renseigne sur la structure des champs magnétiques. Enfin le rapport anormal de l'intensité des différentes raies nous donne des indications sur les conditions physiques du milieu.

Ainsi la molécule OH s'est révélée être le "marqueur" des régions où l'on peut étudier la chimie des molécules interstellaires. Ses raies d'absorption ont même été découvertes dans la comète Kohoutek [3].

En ce moment on connaît quelques centaines d'objets émettant ou absorbant une ou plusieurs des quatre raies. Les études faites à partir d'observations venant des plus grands radiotélescopes se poursuivent dans plusieurs directions principales :

- Essais de résolution des sources connues : résolution spectrale ou résolution angulaire par interférométrie à très grande ligne de base (V.L.B.I.).

- Recherche de sources nouvelles et détermination de critères de sélection.

- Observations de la variation de certaines sources au cours du temps.

- Essais d'explication des phénomènes d'émission et d'absorption en faisant appel aux résultats des points précédents ainsi qu'à ceux tirés d'observations faites sur d'autres longueurs d'onde (infrarouge, raie 21 cm, millimétrique...).

C'est le premier de ces points, essai de résolution angulaire de certaines sources d'émission, qui a été à l'origine de l'installation du récepteur "18 cm" à Nançay dans le cadre d'une coopération franco-soviétique [4].

I-2 PREMIERES REALISATIONS A NANCAY

Les sources d'émission OH peuvent se composer d'un certain nombre de petites régions brillantes, séparées entre elles par des distances angulaires de quelques secondes d'arc. L'interférométrie permet théoriquement de résoudre de telles sources et d'en mesurer le diamètre apparent. Les bases employées furent de plus en plus grandes jusqu'à approcher le diamètre terrestre mais certaines sources n'étaient toujours pas résolues, leur diamètre apparent devait être inférieur à 0,005 seconde d'arc [5].

Le but de la coopération franco-soviétique était de faire du V.L.B.I. entre le radiotélescope de Nançay et un récepteur déposé sur la Lune.

L'expérience, conçue en 1965, commencée en 1967 a été ajournée en 1971 pour des raisons scientifiques. En effet l'étude des scintillations de sources quasi-ponctuelles a permis de déterminer la taille des inhomogénéités interstellaires. La base Terre-Lune en période d'observation était trop grande, les signaux reçus auraient été incohérents.

Il est à noter qu'actuellement le projet, légèrement modifié, est toujours à l'étude. Il s'agit d'interférométrie entre Nançay et un satellite artificiel.

Cependant la première étape du projet initial, c'est-à-dire l'installation à Nançay d'un récepteur travaillant sur 18 cm de longueur d'onde, a permis de recueillir dès le début des résultats prometteurs.

Le grand radiotélescope de Nançay, construit pour observer la raie 21 cm de l'hydrogène , convenait parfaitement à cette nouvelle longueur d'onde et les découvertes faites par ailleurs laissaient apparaître des domaines de recherches amplement suffisants pour une antenne unique.

C'est en particulier avec ce récepteur que furent découvertes les émissions OH associées aux étoiles infrarouges variables, ce qui déterminait une nouvelle classe de sources OH [6].

I-3 PRINCIPAUX DOMAINES D'AMELIORATION DE LA RECEPTION

L'importance de ces résultats conduisit à améliorer la qualité du récepteur, tant en sensibilité et résolution spectrale qu'en fiabilité. C'est ainsi que plusieurs étapes, faisant intervenir la partie soviétique et la partie française, ont conduit au récepteur actuel :

octobre 1970 : Température de système : 220°K
16 canaux de 20 KHz + 16 de 600 Hz.

mars 1972 : Température de système : 160°K

juillet 1972 : 32 canaux de 10 KHz

septembre 1973 : 64 canaux de 6 KHz

août 1974 : Température de système : 130°K
128 canaux de 6 KHz.

Dans l'étude qui suit nous nous limiterons aux améliorations effectuées par la partie française et conservées dans la réalisation la plus élaborée.

Ces améliorations portent sur trois points principaux :

1) Amélioration de la sensibilité par réduction du bruit de sol et emploi d'amplificateurs paramétriques.

2) Augmentation de la résolution et de la largeur du spectre étudié ainsi que du nombre de raies observées simultanément.

3) Augmentation de la fiabilité, de la souplesse et de la facilité d'emploi ainsi que du contrôle du récepteur.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES I.

[1] : WEINREB, S., BARRETT, A.H., MEEKS, M.L. et HENRY, J.C. 1963, Nature, 200, 829.

[2] : GOLDSTEIN, S.J., GUNDERMANN, E.J., PENZIAS, A.A. et LILLEY, A.E. 1964, Nature 203, 65.

[3] : BIRAUD, F., BOURGOIS, G., CROVISIER, J., FILLIT, R., GERARD, E., KAZES, I., 1974, Astron. Astrophys., 34, 163.

[4] : KODAREV, KARDASHEV, PACHENKO, BIRAUD, BLUM, LEQUEUX, Protocole de base, OH, Juillet 1968.

[5] : MORAN, J.M. and all., 1967, Science, 157, 676.

[6] : NGUYEN-QUANG-RIEU, FILLIT, R. et GHEUDIN, M., 1971, Astron. Astrophys. 14, 154.

II - REDUCTION DU BRUIT DE SOL

II-1. PRESENTATION DU PROBLEME.

La réduction du bruit de système d'un récepteur est l'un des soucis constants en radioastronomie. En effet la sensibilité d'un récepteurs, exprimée en température, a comme limite inférieure : ΔT donnée par la formule classique :

$$\Delta T = \frac{\alpha T_s}{\sqrt{B\tau}}$$

α : coefficient ≥ 1 dépend du type de réception utilisé (mode de détection, forme de la bande passante)

B = bande passante (fixée ici par la résolution spectrale choisie)

τ : temps d'intégration (limité par des raisons pratiques)

T_s : température de bruit de système

Ce dernier terme est la somme de la température du récepteur ramenée au niveau de l'antenne et de la température à la sortie de l'antenne que l'on peut séparer en bruit d'antenne proprement dit et bruit de sol. La réduction de ce dernier intervient directement sur la sensibilité du récepteur et mérite une étude particulière.

II-1.1 Origine du bruit de sol

Le cas le plus simple est celui de l'antenne placée au milieu d'une enceinte fermée dont les parois sont formées d'un corps noir à une température uniforme T° K

A l'équilibre thermodynamique, l'énergie rayonnée par unité d'angle solide, dans une bande de fréquence $d\nu$ autour de la fréquence ν s'écrit en tout point intérieur à l'enceinte (loi de Planck) :

$$dE = \frac{h\nu}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} \cdot \frac{3\pi\nu^2}{c^2} d\nu$$

h : Constante de Planck, k : Constante de Boltzmann, c : vitesse de la lumière.

Pour les températures qui nous intéressent $h\nu \ll kT$, on peut utiliser l'approximation (loi de Rayleigh-Jeans) :

$$dE = \frac{8\pi k T \nu^2}{c^2} d\nu$$

En réalité la température n'est pas uniforme autour de l'antenne. Il faut faire intervenir l'énergie élémentaire rayonnée en un point M (que l'on prendra sur la surface de l'antenne) par un élément de surface de la paroi repéré à partir du point M par la direction (φ, θ) et vu de ce point sous l'angle solide $d\Omega$

$$d^2 E_M = \frac{2\nu^2}{c^2} k T(\varphi,\theta)\, d\nu\, d\Omega$$

On peut intégrer sur la surface de l'antenne en ayant recours à sa surface effective pour le rayonnement provenant de la direction (φ, θ) :

$$S_{eff}(\varphi,\theta) = \frac{G(\varphi,\theta)\lambda^2}{4\pi}$$

$G(\varphi,\theta)$ est le gain absolu, en puissance, dans la direction (φ,θ) c'est un nombre sans dimension, normé à 1 'unité sur tout l'espace :

$$\int_{4\pi} G(\varphi,\theta)\, d\Omega = 1$$

La puissance élémentaire reçue par toute l'antenne en provenance de $d\Omega$ est alors :

$$d^2 P_{tot} = \frac{2\nu^2}{c^2} k T(\varphi,\theta)\, G(\varphi,\theta)\, \frac{\lambda^2}{4\pi}\, d\nu\, d\Omega$$

En intégrant sur toute la sphère Σ entourant l'antenne et en passant à la température de bruit équivalente :

$$T_b = \frac{1}{2\pi} \iint_{\Sigma} T(\varphi,\theta)\, G(\varphi,\theta)\, d\Omega$$

T_b est la température de bruit totale au niveau de l'entrée de l'antenne ; rappelons qu'elle ne fait pas intervenir le bruit propre de l'antenne (pertes dans l'antenne et dans la ligne de transmission au récepteur).

Dans le cas général d'une antenne de réception opérationnelle, $T(\varphi,\theta)$ dépend du coefficient d'absorption linéique $\alpha(\varphi,\theta,r)$ à la distance r de l'antenne et de la température physique correspondante $T(\varphi,\theta,r)$:

$$T(\varphi,\theta) = \int_0^\infty \alpha(\varphi,\theta,r)\, T(\varphi,\theta,r) \exp\left[-\int_0^r \alpha(\varphi,\theta,\rho)\, d\rho\right] dr$$

Finalement on obtient l'expression la plus générale de la température de bruit à l'entrée d'une antenne :

$$T_b = \frac{1}{2\pi} \iint_\Sigma G(\varphi,\theta) \left\{ \int_0^\infty \alpha(\varphi,\theta,r)\, T(\varphi,\theta,r) \exp\left[-\int_0^r \alpha(\varphi,\theta,\rho)\, d\rho\right] dr \right\} d\Omega \qquad (1)$$

Une partie de cette température vient de la région du ciel observée (cette région correspond au lobe principal du radiotélescope entier), c'est le signal utile. Tout le reste est englobé dans le terme général de "bruit de sol" car, comme nous allons le voir, l'action du sol y est prépondérante.

II-1.2. Environnement de l'antenne primaire

La conception originale du radiotélescope de Nançay rend particulière l'étude du bruit de sol.

Rappelons que le téléscope est constitué d'un miroir plan, mobile autour d'un axe horizontal Est-Ouest qui renvoie les ondes sur un miroir fixe sphérique situé au Sud. Différentes antennes peuvent être placées au foyer de ce dernier. Elles sont montées sur des chariots se déplaçant sur une voie focale ; un ascenseur permet un déplacement vertical. Il est ainsi possible de choisir l'antenne utilisée et de lui faire poursuivre l'image de la source dans le plan focal. Fig. 1. [1] .

A l'exception de l'antenne utilisée par le C.N.E.T. pour des observations ionosphériques (type "pill-box" à 935 MHz) les antennes focales sont toutes du type hog-horn [2] correspondant en ce moment à 6, 11, 18

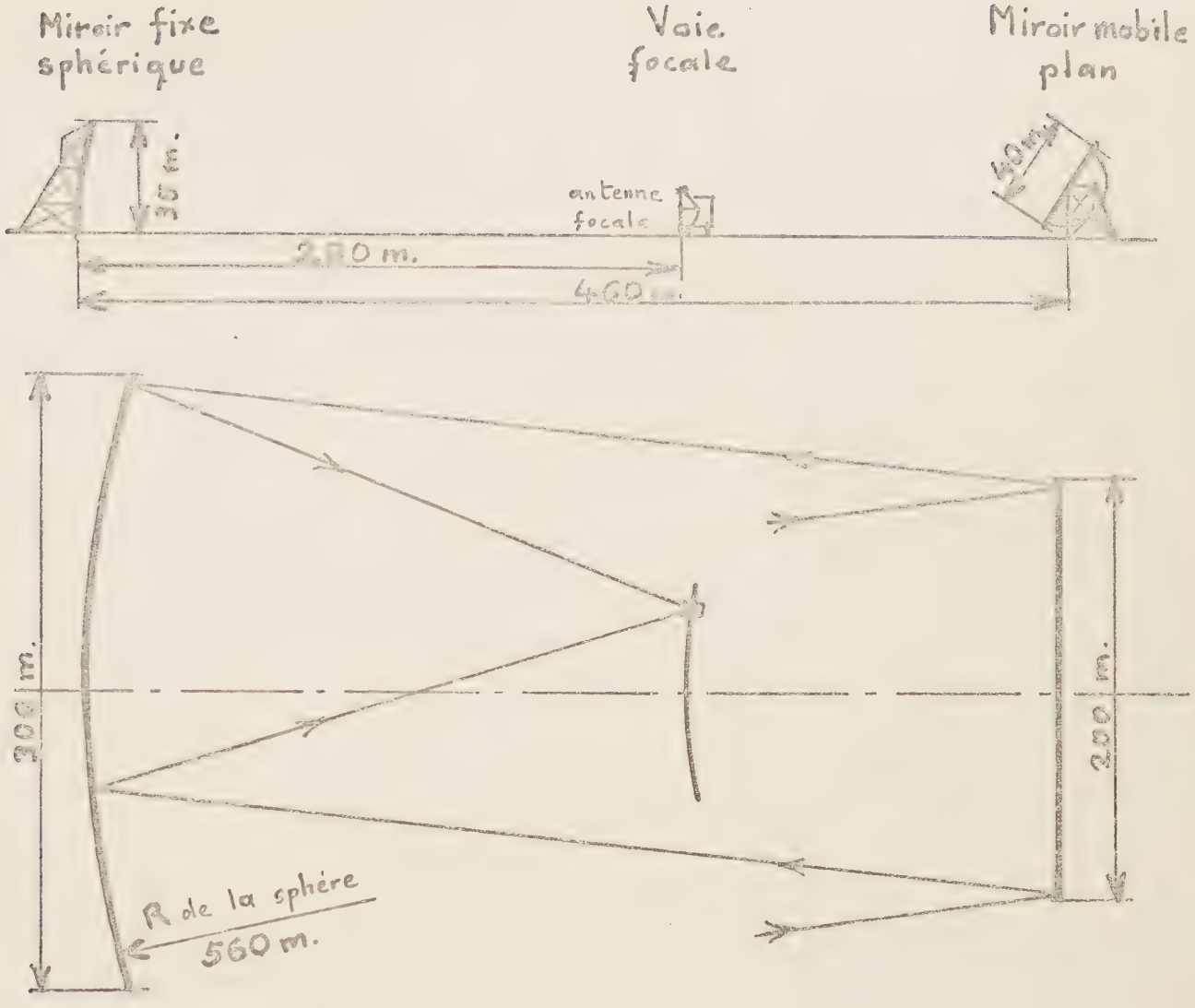
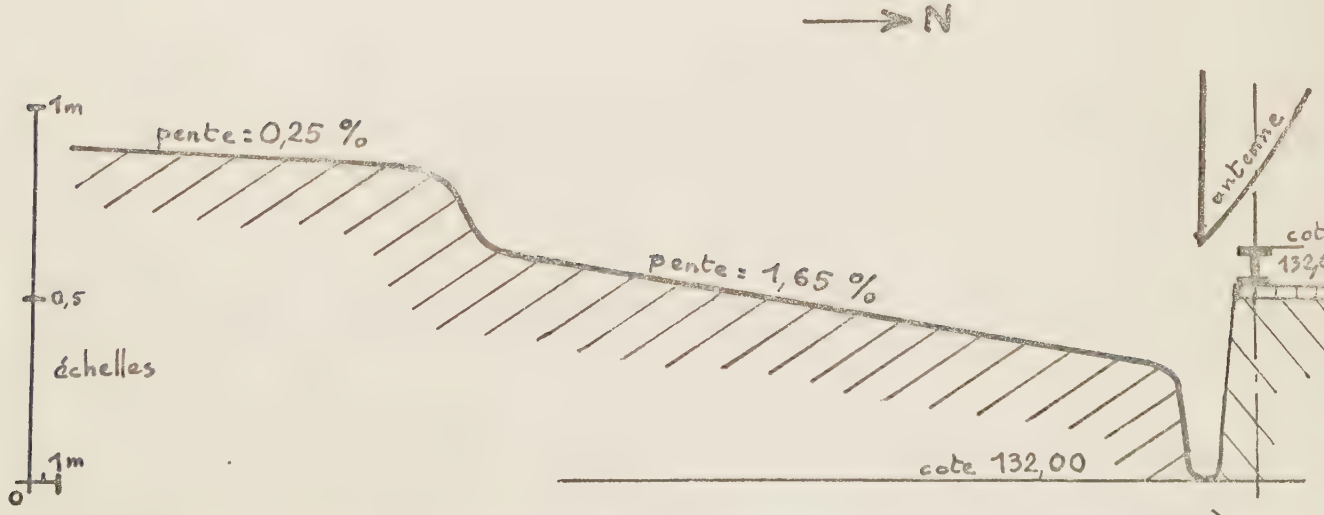
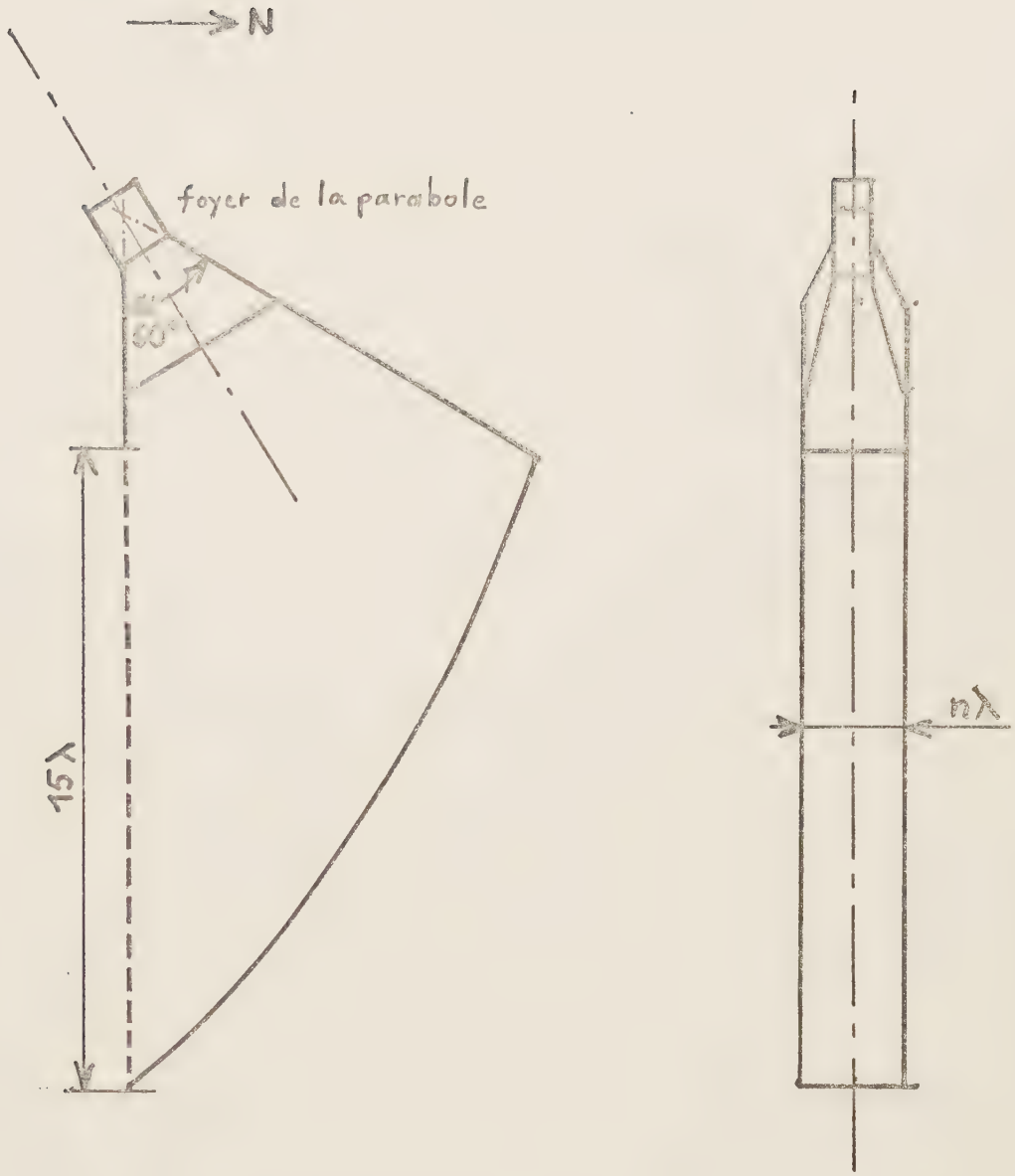


schéma général du radiotélescope



détail du sol proche de l'antenne focale. (coupe N.S.)

Fig. 1 Implantation des antennes



λ_{cm}	6	11	18	21
n	2,66	2,26	2,19	2,15

Fig.2 Plan des antennes focales

et 21 cm de longueur d'onde : hauteur de l'ouverture 15 λ, largeur de l'ouverture 2,1 à 2,7 λ (elles ne sont pas exactement homothétiques pour tenir compte de diverses aberrations plus importantes en haute fréquence) Fig. 2.

II.-1.3 Séparation spatiale des sources de bruit.

Pour répertorier toutes les sources de bruit captées par l'antenne primaire, il est commode de se servir du diagramme de réception de cette antenne, ainsi que de celui du télescope entier.

Dans tout ce qui suit, il faut avoir à l'esprit que les couches basses de l'atmosphère sont des sources de bruit importantes du fait de l'absorption (oxygène, vapeur d'eau...). La Fig. 3 donne une idée de cette température [3] . Il faut y ajouter la température moyenne du fond du ciel de l'ordre de 3°K et surtout considérer que près de l'horizon ($\theta = 0°$) la présence de la végétation correspond à une absorption presque totale ; la température est alors d'environ 300°K.

Les différents secteurs de l'espace sont schématisés Fig. 4.

Pour faciliter le raisonnement, nous nous placerons souvent dans le cas d'une antenne primaire émettrice, le vocabulaire étant plus approprié.

A) Le lobe principal tombe sur le miroir fixe d'où il est réfléchi vers le mobile. Dans cette opération on a :

A_1 : partie passant à travers le fixe, due à la transparence du miroir (important si λ est petit : 2% à 18 cm, 10% à 11 cm).

A_2, A_3 : parties du lobe principal tombant en dehors du miroir fixe (rendue faible, surtout pour A_2, au détriment du rendement de surface par réduction de l'éclairement sur les bords.

B) Après réflexion sur le miroir fixe on a :

B_1, partie passant à travers le grillage du miroir mobile, analogue à A_1.

B_2, partie passant sous le mobile, elle croît avec la déclinaison visée et sa contribution n'est pas négligeable car les rayons sont dirigés

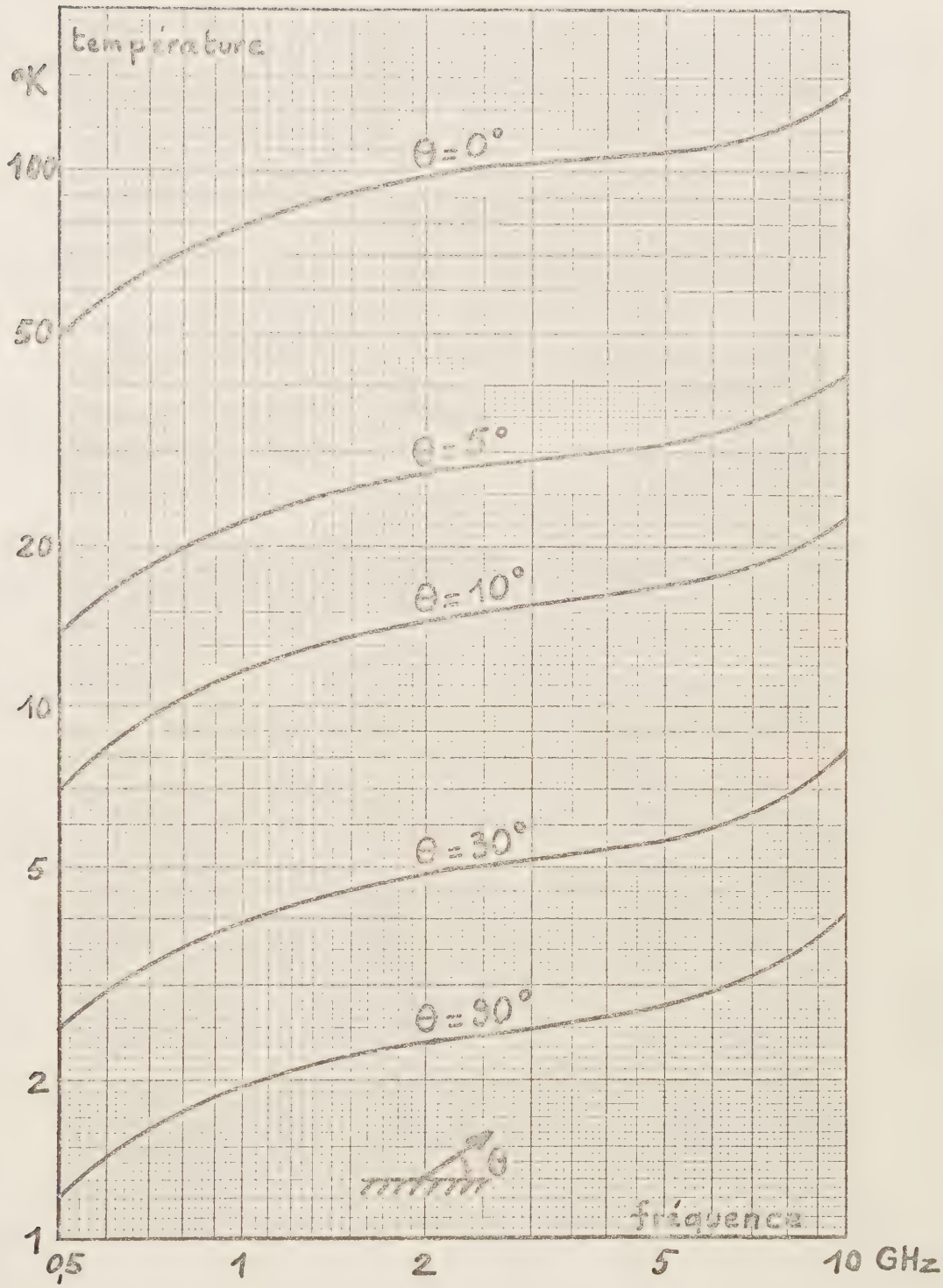


Fig. 3 Température d'une antenne unidirectionnelle (action de l'oxygène et de la vapeur d'eau)

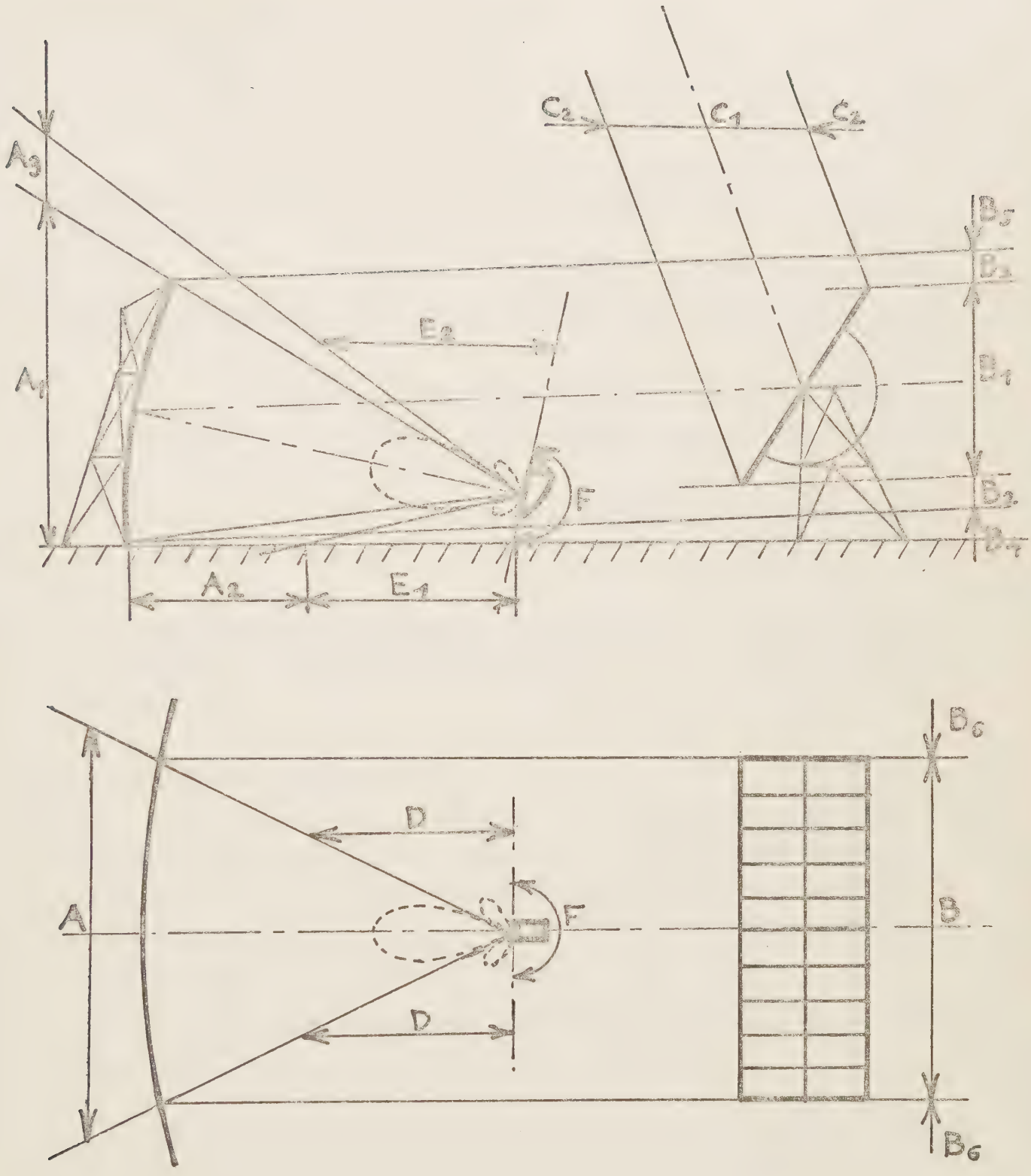


Fig. 4 Séparation des diverses sources de bruit de sol.

vers la végétation et les couches basses de l'atmosphère.

B_3, partie passant au-dessus du mobile, probablement un peu moins importante par absence de végétation.

B_4, B_5 et B_6, dus aux lobes secondaires du miroir fixe (diffraction, déformation de la surface), négligeables pour le bruit ($\frac{a}{\lambda}$ très grand).

C) Après réflexion sur le miroir mobile (diagramme de réception de tout le télescope) :

C_1, partie utile dans laquelle l'absorption de l'atmosphère peut faire varier le bruit total, (elle augmente fortement aux déclinaisons basses).

C_2, lobes secondaires dus à la diffraction du miroir mobile (négligeables pour le bruit).

D) Les lobes secondaires en azimut, visent à droite et à gauche du fixe; ils contribuent eux aussi au bruit de sol car ils sont faiblement inclinés sur l'horizon.

E) Les lobes secondaires en site.

E_1, angles de site négatifs, visent le terrain situé entre le miroir sphérique et l'antenne primaire. Ils ont une grand importance car la température équivalente dans cette direction est de l'ordre de 300°K. De plus, le genre d'antenne utilisé possède des lobes secondaires plus importants du côté opposé au guide.

E_2, angles de site positifs, visent le ciel et sont de ce fait négligeables.

F) Les lobes arrières sont de valeur faible pour le type d'antenne employé.

En résumé, il ressort que les zones les plus importantes sont : A_1 et B_1 (si λ petit), B_2, B_3, D, E_1.

II-1.4 Solutions pour réduire le bruit

A_1 et B_1 : Seul un resurfaçage avec un grillage à mailles plus fines permettrait de les réduire ; cette solution très onéreuse ne peut être envisagée pour cette seule raison. De plus, les longueurs d'onde les plus utilisées sont les plus longues : 18 et 21 cm, donc les moins gênées.

B_2 : On doit cacher la végétation par une surface plus froide du point de vue radioélectrique. Le plus simple est un grillage métallique réfléchissant les ondes vers le ciel.

Cette solution conduit à une structure ayant au moins 200 m de long et 10 à 15 m de haut, inclinée sur l'horizontal, derrière le mobile et dégagée de celui-ci. La réalisation technique ne pose pas de problème mais demande un investissement sérieux. Il est à noter que l'amélioration ne serait importante que pour les déclinaisons δ fortes, alors que le nombre de radiosources est, en première approximation, proportionnel à $\cos \delta$.

B_3 : Il suffirait de prolonger la surface précédente jusqu'à 40 m de hauteur, solution beaucoup plus onéreuse que la précédente.

D : Une solution équivalente peut être envisagée mais une telle construction hors des limites du radiotélescope conduirait à des travaux qui semblent pour l'instant disproportionnés avec l'abaissement du bruit espéré.

Une autre solution peut faire intervenir des surfaces réfléchissantes plus proches des antennes, mobiles avec elles mais assez éloignées pour ne pas perturber le lobe principal.

E_1 : La solution technique semble plus simple car l'intersection des lobes avec les limites du télescope (ici le sol proche, devant l'antenne) donne une surface plus faible que dans les cas précédents.

C'est ce problème qui sera abordé dans la suite du chapitre.

II-2. ETUDE THEORIQUE

Elle consiste à appliquer la formule générale (1), établie au § II-1.1, dans le cas qui nous intéresse, et à essayer d'en trouver une solution mathématique.

II-2.1 Evaluation de la température apparente.

Pour simplifier cette formule, on peut noter que les rayons réfléchis par le sol proviennent en majorité du ciel : le bruit produit avant réflexion sur le sol (c'est principalement le bruit capté par le lobe image du radiotélescope) est négligeable devant celui provenant de l'absorption par le sol. Bien entendu l'absorption par l'atmosphère entre l'antenne et le sol est insignifiante.

L'intervalle d'intégration de dr peut donc se réduire aux points du sol et l'intégrale peut être supprimée si l'on remplace le coefficient d'absorption linéique α par le coefficient d'absorption en puissance du sol considéré : $A(\varphi,\theta)$.

La permittivité ε et la conductivité σ du sol étant choisies, on peut déterminer la variation de A en fonction de l'angle de départ (ici θ). Le graphique de la Fig. 5 en donne un exemple [4] .

On peut prendre une température physique moyenne de 300°K de sorte que $T(\varphi,\theta) = 300\ A(\theta)$ en °K. De plus nous ne nous intéressons qu'à une seule polarisation à la fois (Verticale ou Horizontale, Droite ou Gauche).

$$T_{bs} = \frac{300}{4\pi} \iint_S A(\theta)\, G(\varphi,\theta)\, d\Omega \qquad (2)$$

S étant la surface du sol étudiée.

Il reste à connaître la valeur de $G(\varphi,\theta)$. On peut le considérer comme un coefficient d'intéraction entre l'antenne et le point du sol déterminé par les directions φ et θ. Par exemple l'intégrale $\frac{1}{4\pi}\iint_S G(\varphi,\theta)\, d\Omega$ représente la fraction d'une puissance unitaire rayonnée vers S par l'antenne devenue émettrice.

$G(\varphi,\theta)$ ne doit pas être confondu ici avec la valeur classique du gain de l'antenne car nous sommes très près de l'ouverture rayonnante, dans la "zone de Fresnel".

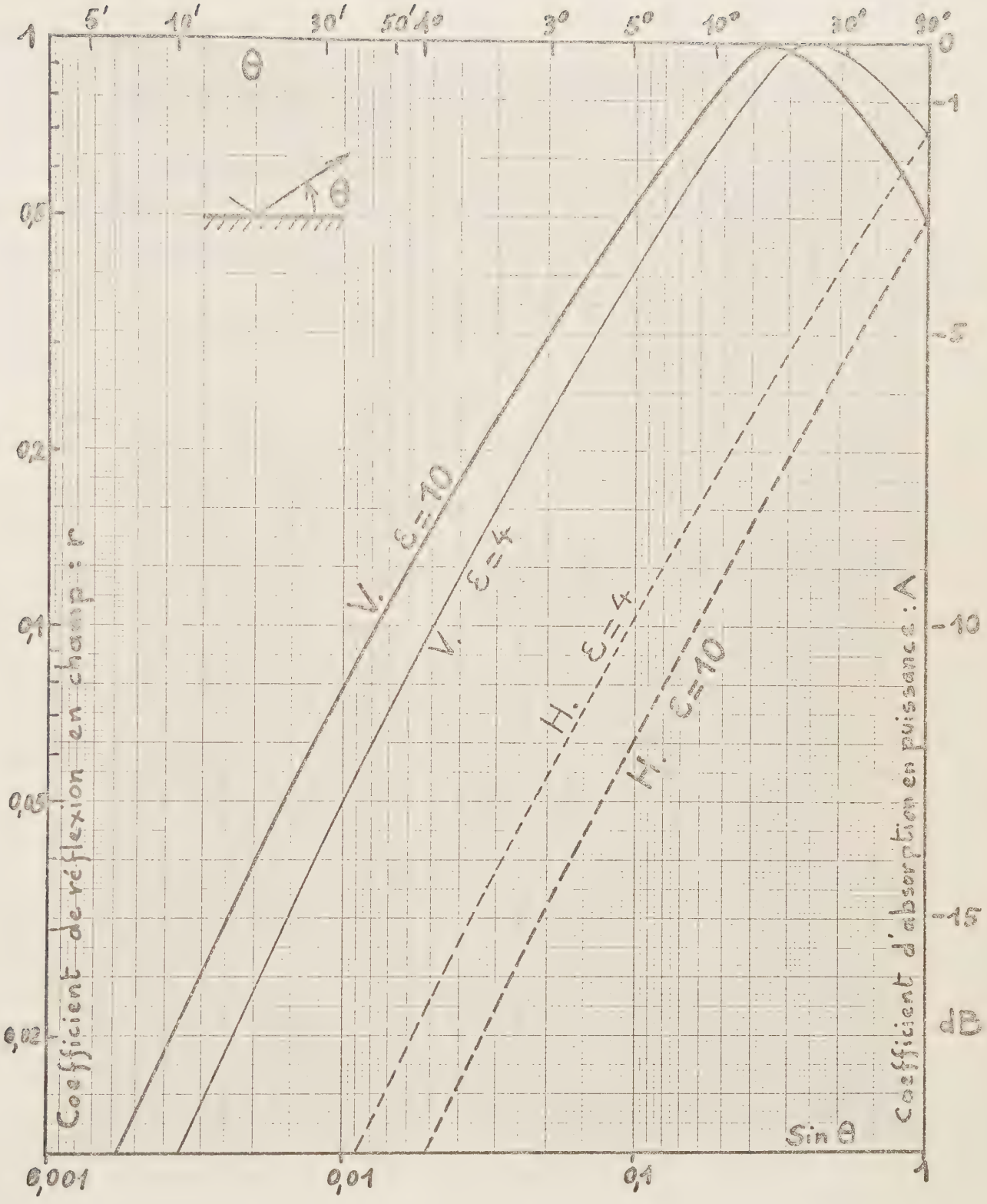


Fig. 5 Coefficient d'absorption en fonction de l'angle de départ. (pour $\sigma = 2.10^{-14}$ et $f = 1$ GHz)

II-2.2 Définition de la zone de Fresnel

Les variables et les notations employées pour le calcul sont groupées sur la Fig. 6.

La directivité d'une telle antenne est due au phénomène de diffraction et la formule la plus générale qui reste soluble est la formule scalaire de Kirchhoff [5]

$$\mathcal{U}' = \frac{1}{4\pi} \iint_{S_1} \left[\mathcal{U} \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jkr}}{kr} \right) - \frac{\partial \mathcal{U}}{\partial n} \left(\frac{e^{-jkr}}{kr} \right) \right] d\sigma$$

$\mathcal{U}'$ est le champ en P, $\mathcal{U}$ celui en M, $\vec{r} = \overrightarrow{MP}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

S_1 est la surface d'onde passant par M, n la normale en M à cette surface.

Simplifions en écrivant que l'on a affaire à des ondes sphériques :

$$\mathcal{U}' = \frac{1}{4\pi} \iint_{S_1} \left(-jk \cos(n,r) \mathcal{U} + jk \cos(n,n') \mathcal{U} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} d\sigma$$

n' étant la normale sortante en P.

Supposons également que l'ouverture de l'antenne S_1 est une surface d'onde : cos (n,n') = 1

$$\mathcal{U}' = \frac{jk[1+\cos(n,r)]}{4\pi} \iint_{S_1} \frac{\mathcal{U} e^{-jkr}}{r} d\xi\, d\eta \qquad (3)$$

Dans le facteur d'amplitude $\frac{1}{r}$ peut être remplacé par $\frac{1}{R}$ dès que R devient grand devant λ , mais dans le coefficient de phase e^{-jkr} , l'approximation est plus délicate :

- d'une manière précise : $r = \sqrt{R^2 + (x-\xi)^2 + (y-\eta)^2}$

- dans l'approximation de Fraunhofer : $r = R_0 - \frac{x\xi}{R_0} - \frac{y\eta}{R_0}$

- dans l'approximation de Fresnel : $r = R_0 + \frac{(x-\xi)^2}{2R} + \frac{(y-\eta)^2}{2R}$

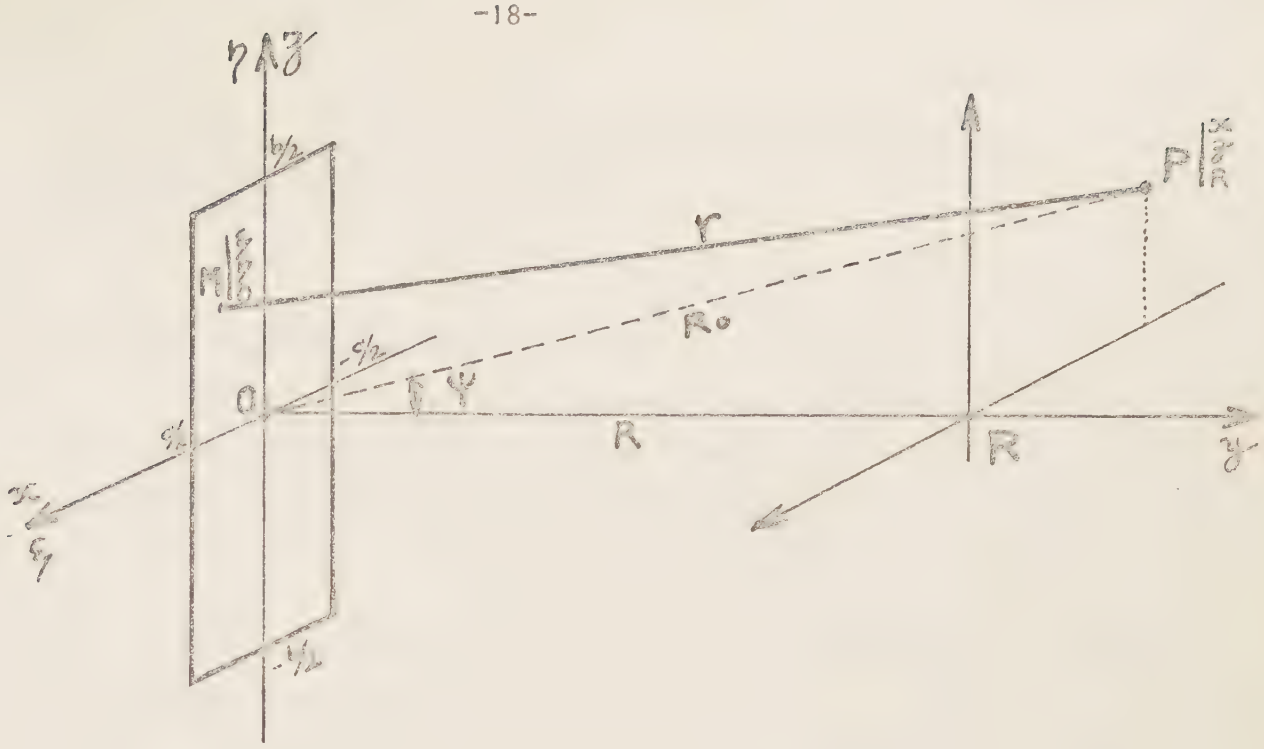


Fig. 6 Notations employées.

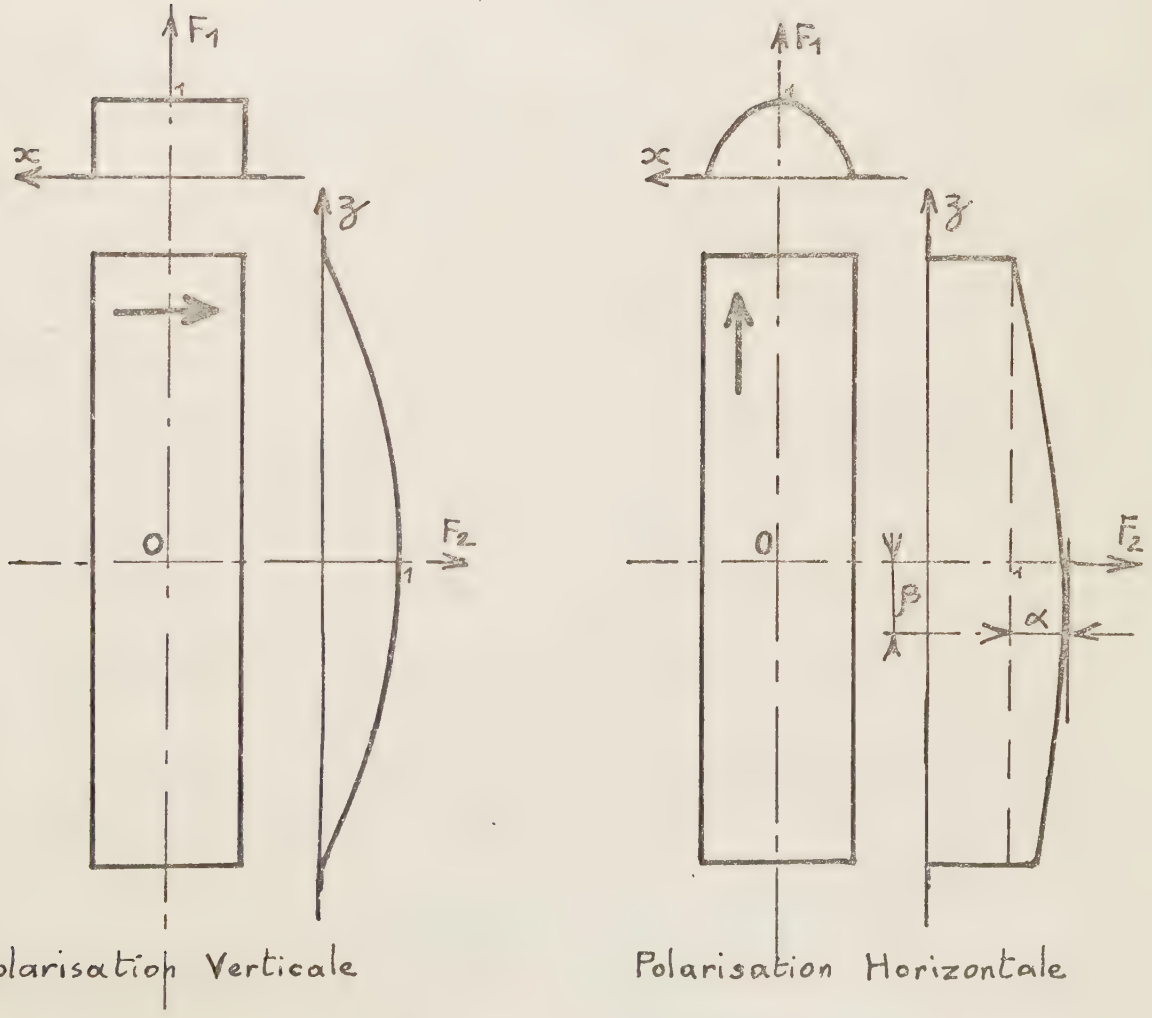


Fig. 7 Diagrammes d'illumination des antennes.

La limite entre les deux approximations peut être placée à $R = \frac{2a^2}{\lambda}$ (le déphasage est alors $\leq \frac{\pi}{2}$).

II-2.3 Calcul du champ proche.

Si on se limite à une zone ou R est supérieur à $\frac{2a^2}{\lambda}$ alors que R reste inférieure à $\frac{2b^2}{\lambda}$, R compris entre 1,70 m et 80 m comme c'est le cas ici, on peut prendre :

$$r = R + \frac{x^2}{2R} - \frac{x\xi}{R} + \frac{(z-\gamma)^2}{2R}$$

D'autre part U qui est la fonction d'illumination de l'antenne peut s'écrire d'une manière générale :

$$U(\xi,\gamma) = U(\xi,\gamma)\ \exp\left[-j\,\Phi(\xi,\gamma)\right]$$

Pour poursuivre la résolution nous allons supposer que la répartition de la phase dans l'ouverture est uniforme : $\Phi(\xi,\gamma) = C^{te}$ et que la fonction U est séparable :

$$U(\xi,\gamma) = B \cdot F_1(\xi) \cdot F_2(\gamma)$$

(B : constante de normalisation)

Le terme d'obliquité peut s'écrire :

$$1 + \cos(n,r) \simeq 1 + \cos\Psi = 1 + \left(\frac{R^2}{R + x^2 + z^2}\right)^{1/2}$$

En portant ces résultats dans l'équation de Kirchhoff (3) on obtient :

$$U'(x,z,R) = \frac{jB}{2R\lambda}(1+\cos\Psi)\exp\left[-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(R - \frac{x^2}{2R}\right)\right] \cdot I_1(a) \cdot I_2(b)$$

avec $I_1(a) = \int_{-a/2}^{a/2} F_1(\xi)\ \exp\left(j\frac{2\pi x}{\lambda R}\xi\right) d\xi$

$$I_2(b) = \int_{-b/2}^{b/2} F_2(\gamma)\ \exp\left(-j\frac{\pi(z-\gamma)^2}{\lambda R}\right) d\gamma$$

Ce qui nous intéresse ici est la répartition de l'énergie, c'est-à-dire : $|U'|^2 = U' \cdot U'^*$

$$|U'|^2 = \frac{B^2(1+\cos\Psi)^2}{4R^2\lambda^2}\left|I_1(a)\right|^2 \cdot \left|I_2(b)\right|^2$$

Il faut introduire maintenant les lois d'illumination des antennes.

A Nançay, pour les antennes de radioastronomie on peut se reporter à l'article [2] déjà cité.

En polarisation horizontale Fig. 7.a

$$F_1(\xi) = 1$$

$$F_2(\eta) = \cos \frac{\pi \eta}{b}$$

donc $$\dot{I}_1(\alpha) = \int_{-a/2}^{a/2} \exp\left(j \frac{2\pi x \xi}{\lambda R}\right) d\xi = \alpha \frac{\sin \frac{\pi x \alpha}{\lambda R}}{\frac{\pi x \alpha}{\lambda R}}$$

résultat bien connu de la diffraction par une fente.

$$\dot{I}_2(b) = \frac{1}{2} \int_{-b/2}^{b/2} \exp j\left[\frac{\pi \eta}{b} - \frac{\pi(z-\eta)^2}{\lambda R}\right] d\eta + \frac{1}{2} \int_{-b/2}^{b/2} \exp j\left[-\frac{\pi \eta}{b} - \frac{\pi(z-\eta)^2}{\lambda R}\right] d\eta$$

Pour calculer ces intégrales on met les crochets sous forme de carrés parfaits:

$$\dot{I}_2(b) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\lambda R}{2}} \exp\left(j \frac{\pi \lambda R}{4b^2}\right) \left[\exp\left(j \frac{\pi z}{b}\right) \int_{u_1}^{u_2} \exp\left(-j \frac{\pi}{2} u^2\right) du + \exp\left(-j \frac{\pi z}{b}\right) \int_{v_1}^{v_2} \exp\left(-j \frac{\pi}{2} v^2\right) dv\right]$$

avec $$u^2 = \frac{2}{\lambda R}\left[\frac{\lambda R}{2b} + (z-\eta)\right]^2 \qquad v^2 = \frac{2}{\lambda R}\left[\frac{\lambda R}{2b} - (z-\eta)\right]^2$$

et comme limites : $$u_1 = \sqrt{\frac{2}{\lambda R}}\left(\frac{\lambda R}{2b} + z + \frac{b}{2}\right) \qquad v_1 = \sqrt{\frac{2}{\lambda R}}\left(\frac{\lambda R}{2b} - z - \frac{b}{2}\right)$$

$$u_2 = \sqrt{\frac{2}{\lambda R}}\left(\frac{\lambda R}{2b} + z - \frac{b}{2}\right) \qquad v_2 = \sqrt{\frac{2}{\lambda R}}\left(\frac{\lambda R}{2b} - z + \frac{b}{2}\right)$$

En introduisant les intégrales de Fresnel :

$$C(w) = \int_0^w \cos \frac{\pi}{2} w^2 dw \qquad S(w) = \int_0^w \sin \frac{\pi}{2} w^2 dw$$

$$\int_{w_1}^{w_2} e^{-j\frac{\pi}{2}w^2} dw = C(w_2) - C(w_1) - j\left[S(w_2) - S(w_1)\right] = M_w - jN_w$$

avec ces notations :

$$I_2(b) = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\lambda R}{2}}\exp\left(j\frac{\pi\lambda R}{4b^2}\right)\left\{\cos\frac{\pi z}{b}(M_U+M_V)+\sin\frac{\pi z}{b}(N_U-N_V)\right.$$
$$\left.-j\left[\cos\frac{\pi z}{b}(N_U+N_V)+\sin\frac{\pi z}{b}(M_V-M_U)\right]\right\}$$

La constante B dépend des dimensions de l'antenne et de la puissance totale émise $\mathcal{P}$.

Cette puissance est l'intégrale de la composante normale du vecteur de Poynting puisque l'onde est considérée comme plane dans ce calcul. Elle peut être écrite sous la forme :

$$\mathcal{P} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}}\,|\mathcal{V}|^2$$

$\mathcal{V}$ représente la tension au niveau de l'ouverture de l'antenne. On doit retrouver son module en intégrant la fonction de distribution sur la surface S_1 :

$$B^2\int_{S_1}|F_1(\xi)|^2 d\xi \int_{S_1}|F_2(\eta)|^2 d\eta = |\mathcal{V}|^2$$

ici $\int_{S_1}|F_1(\xi)|^2 d\xi = a$

$$\int_{S_1}|F_2(\eta)|^2 d\eta = \int_{-b/2}^{+b/2}\cos\frac{2\pi\eta}{b}\,d\eta = \frac{\pi b}{2}$$

donc $B^2 = \frac{2|\mathcal{V}|^2}{\pi ab} = \frac{4}{\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\frac{\mathcal{P}}{ab}$

La valeur de $G(\theta,\varphi)$ correspond à $|\mathcal{U}'(x,z,R)|^2$ pour $\mathcal{P} = 1$ (cas d'une puissance émise unitaire).

avec $\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\,\pi$ $\qquad B^2 = \frac{480}{ab}$

La formule (2) peut ainsi être exprimée en fonction des nouvelles variables x, z, R. Le nombre de ces variables est en réalité réduit à deux car l'équation de la surface S_1 (ici le profil du sol proche) définit l'une à partir des deux autres.

Nous pouvons également choisir deux variables directement accessibles sur le terrain (Fig. 8).

Si H est la projection sur le sol du milieu O de l'antenne, on repère le point du sol P par son azimut φ (inchangé) et par sa distance au point H : ℓ .

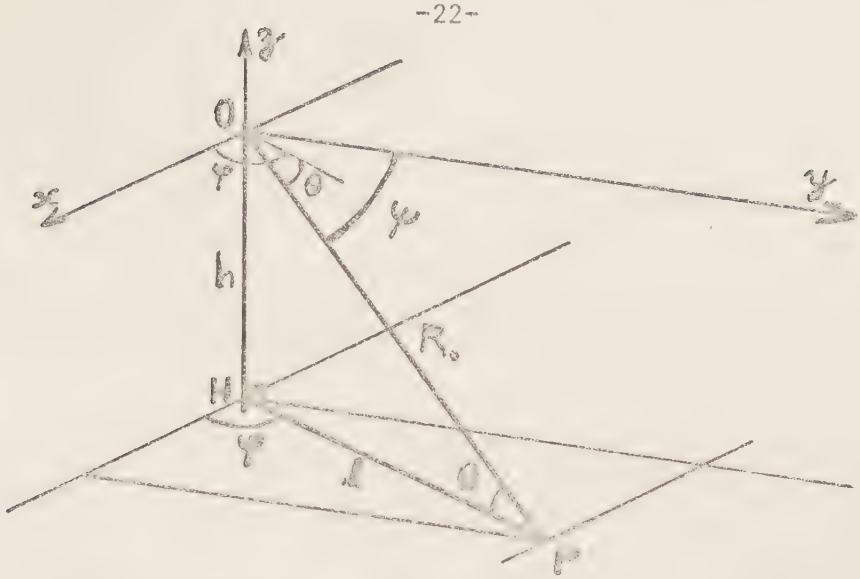


Fig. 8 Changement de coordonnées pour le sol proche.

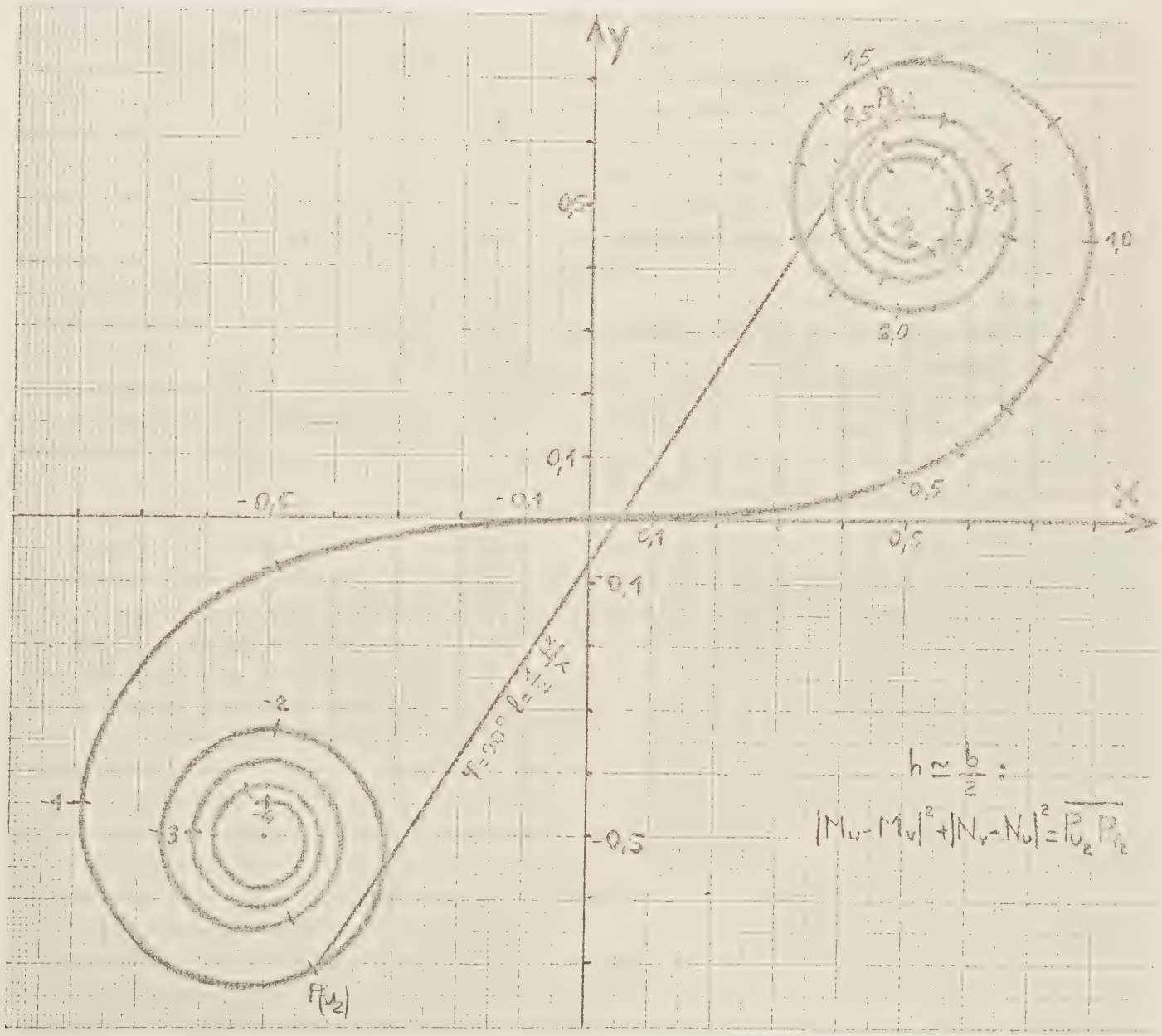


Fig. 9 Spirale de Cornu.

on a : $\sin\theta = \dfrac{h}{(\ell^2 + h^2)^{1/2}}$ d'où $\cos\theta \, d\theta = \dfrac{-h\ell \, d\ell}{(\ell^2+h^2)^{3/2}}$

l'élement d'angle solide $d\Omega = \cos\theta \, d\theta \, d\varphi$ devient

$$d\Omega = \frac{h\ell}{(\ell^2 + h^2)^{3/2}} \, d\ell \, d\varphi$$

de plus l'angle Ψ que forme GM avec Oy est maintenant défini par

$\cos\Psi = \cos\theta \sin\varphi = \dfrac{\ell}{(\ell^2 + h^2)^{1/2}} \sin\varphi$.

On a de plus : $R = \ell \sin\varphi$

$x = \ell \cos\varphi$

$z = -h \simeq$ Constante.

Nous pouvons grouper tous ces résultats dans la formule (2) que nous avons ainsi complètement définie.

Ecrivons seulement la formule simplifiée par l'approximation : $h \simeq \frac{b}{2}$: bord inférieur de l'antenne au niveau du sol (c'est le cas lorsque l'ascenseur est à la cote la plus basse).

$$T_{bs} = \frac{2250\,a}{4\pi\lambda} \iint_S A(\ell) \, \frac{\ell^2 \sin\varphi \left[\left(\ell^2 + \frac{b^2}{4}\right)^{1/2} + \ell \sin\varphi\right]}{\left(\ell^2 + \frac{b^2}{4}\right)^{5/2}} \left(\frac{\sin \frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin\varphi} \right)^2 \left(|M_v - M_v|^2 + |N_v - N_v|^2 \right) d\ell \, d\varphi$$

avec Mu, Mv, Nu, Nv définis à partir des intégrales de Fresnel en prenant comme limites :

$$u_1 = \left(\frac{\lambda}{2b^2} \ell \sin\varphi \right)^{1/2} = v_1$$

$$u_2 = u_1 - \frac{1}{u_1} \qquad v_2 = v_1 + \frac{1}{v_1}$$

Pour la polarisation verticale

Un calcul semblable peut être fait en prenant comme fonction d'illumination :

$$F_1 \quad (\zeta_\gamma) = \cos \frac{\pi \zeta_\gamma}{a}$$

$$F_2 \quad (\gamma) = 1$$

Cette dernière loi risque de ne pas être réellement tenue (contrairement aux trois autres lois) car b = 15 λ et il semble difficile d'avoir une illumination constante sur toute cette longueur.

Néanmoins les lobes principaux obtenus dans cette polarisation ne diffèrent pas trop du lobe théorique [2] et il semble que l'illumination soit un peu plus faible aux extrémités et surtout que le maximum d'illumination soit en dessous du centre géométrique de l'antenne. Une loi approximative, facilement calculable, serait de la forme :

$$F_2(\gamma) = 1 + \alpha \cos \frac{\pi(\gamma - \beta)}{2b}$$

α donnant l'amplitude de la déformation ($\alpha < 1$) et β étant la coordonnée du maximum : ($\beta < 0$). Fig. 7.b.

II.2.4 Exploitation des formules obtenues.

Les valeurs des intégrales de Fresnel peuvent être prises dans des tables numériques. On peut également se servir de la "Spirale de Cornu". Rappelons seulement que cette courbe est définie en fonction du paramètre w par : X = C(w) et Y = S(w) : Fig. 9.

Tous les éléments de l'intégrale sont ainsi connus. Mais seul un programme sur ordinateur permettrait de connaître assez de points pour calculer valablement T_{bs}.

Cependant, le calcul de $G(\ell, \gamma)$ en quelques points particuliers permettra par la suite de vérifier une autre méthode consistant à mesurer directement le couplage entre l'antenne et le sol proche.

II-3. MESURE DIRECTE DU COUPLAGE ENTRE LE SOL ET L'ANTENNE

II.3-1 Méthode de mesure.

Le principe consiste à déplacer un émetteur ponctuel sur la surface du sol proche de l'antenne et à mesurer les variations correspondantes du signal reçu par l'antenne.

L'avantage est de rester dans les conditions d'utilisation habituelle car nous utilisons la chaîne de réception existante.

La difficulté réside dans la fabrication de la source quasi-ponctuelle. Celle-ci est constituée d'un doublet placé au-dessus d'un plan conducteur réduit. Les dimensions ℓ et h sont ajustées pour la longueur d'onde utilisée. Le tout peut se déplacer sur un rail en bois posé sur le sol : Fig. 10. Le générateur et l'opérateur sont situés derrière l'antenne,

Le signal émis est réglé pour que le récepteur travaille au-dessus du bruit et en-dessous de la saturation. La tension détectée est enregistrée graphiquement et comparée à des étalonnages de niveau fréquents.

La position du rail étant repérée sur le terrain (angle φ), il faut relier l'échelle des temps de l'enregistreur et la distance du doublet à l'antenne (ℓ).

Une méthode simple est utilisée : (Fig. 11) :

Le signal délivré par le générateur est atténué puis injecté à l'entrée du récepteur par un coupleur directif. Au niveau de ce coupleur la différence de phase entre le signal direct et celui capté par l'antenne varie en fonction de la distance du doublet à l'antenne. Le signal détecté comporte une modulation que l'on rend faible tout en étant détectable.

Une période du signal de modulation correspond à un déplacement d'une longueur d'onde. Il suffit de connaître un point pour graduer tout l'enregistrement quelle que soit la vitesse du doublet, (pour plus de précision on mesure et repère trois points).

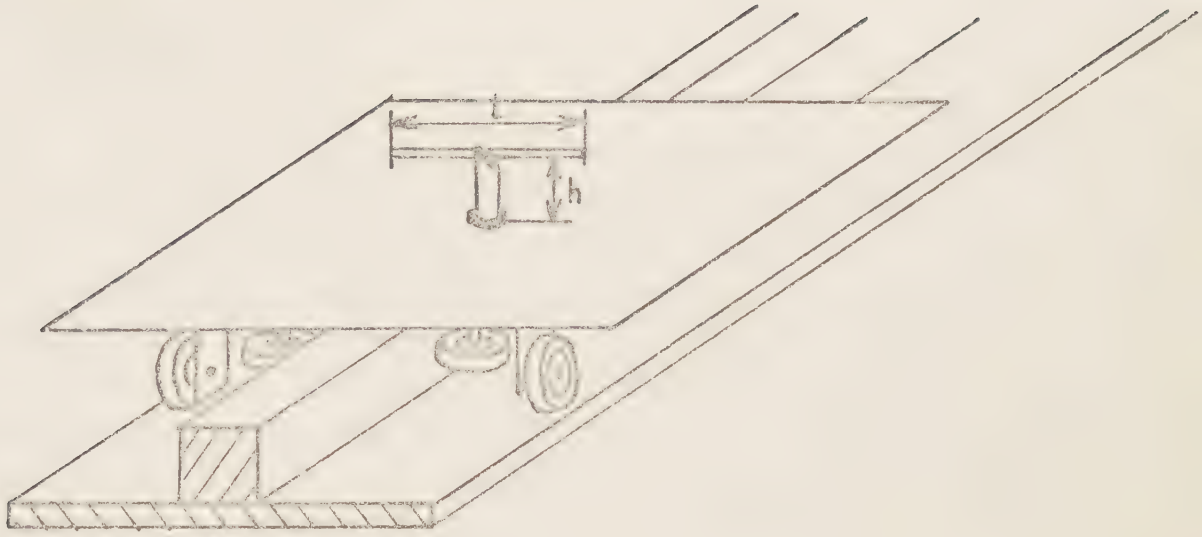


Fig.10 Doublet mobile.

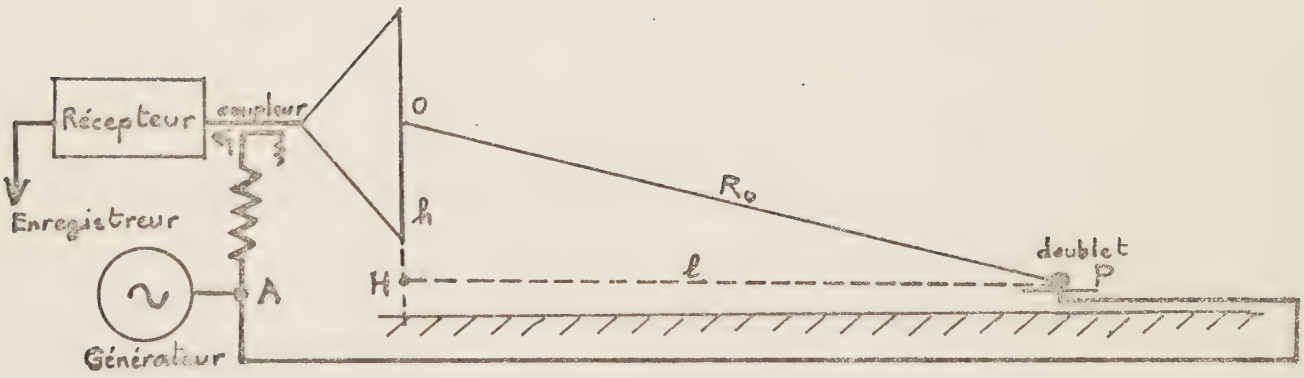


Fig.11 Dispositif de mesure

II-3.2 Mesures effectuées

Cette étude ayant été faite avant l'installation de l'antenne et du récepteur 18 cm, la mesure précise du couplage a été réalisée au moyen de l'installation du C.N.E.T. (935 MHz), le récepteur était disponible pendant de longues périodes et il possède une dynamique très grande. D'autres mesures, faites avec l'antenne et le récepteur "11 cm continuum" (2695 MHz), ont permis de confirmer l'analogie entre les lobes secondaires des deux antennes et de préciser certaines caractéristiques propres à toutes les antennes de radioastronomie : différence entre les deux polarisations, variations avec les mouvements de l'ascenseur.

Les courbes tirées des différents enregistrements obtenus ont été corrigées en tenant compte :

a) de la relation entre la mesure des déplacements par déphasage et la variation de la distance ℓ (Fig. 8 et Fig. 11).

$$\ell = (Ro^2 - h^2)^{1/2} \qquad \delta\ell = \frac{Ro}{\ell}\lambda$$ (pour une période de modulation)

b) du diagramme de rayonnement du doublet utilisé, en site et en azimut, mesuré expérimentalement.

En reportant les valeurs de toutes les courbes sur une carte représentant le sol proche il a été possible de tracer les "lignes de niveau" correspondant à un couplage constant : Fig. 12.

Les niveaux, exprimés en dB sont relatifs, il faut les relier au niveau général correspondant.

Par simplification, le couplage n'est donné que d'un seul côté de l'axe de l'antenne. Quelques mesures faites sur l'autre côté, dans les mêmes conditions, n'ont pas montré de différence sensible. De plus, les longueurs mesurées sur la voie focale (rayon : 280 m) ont été reportées sur un axe rectiligne.

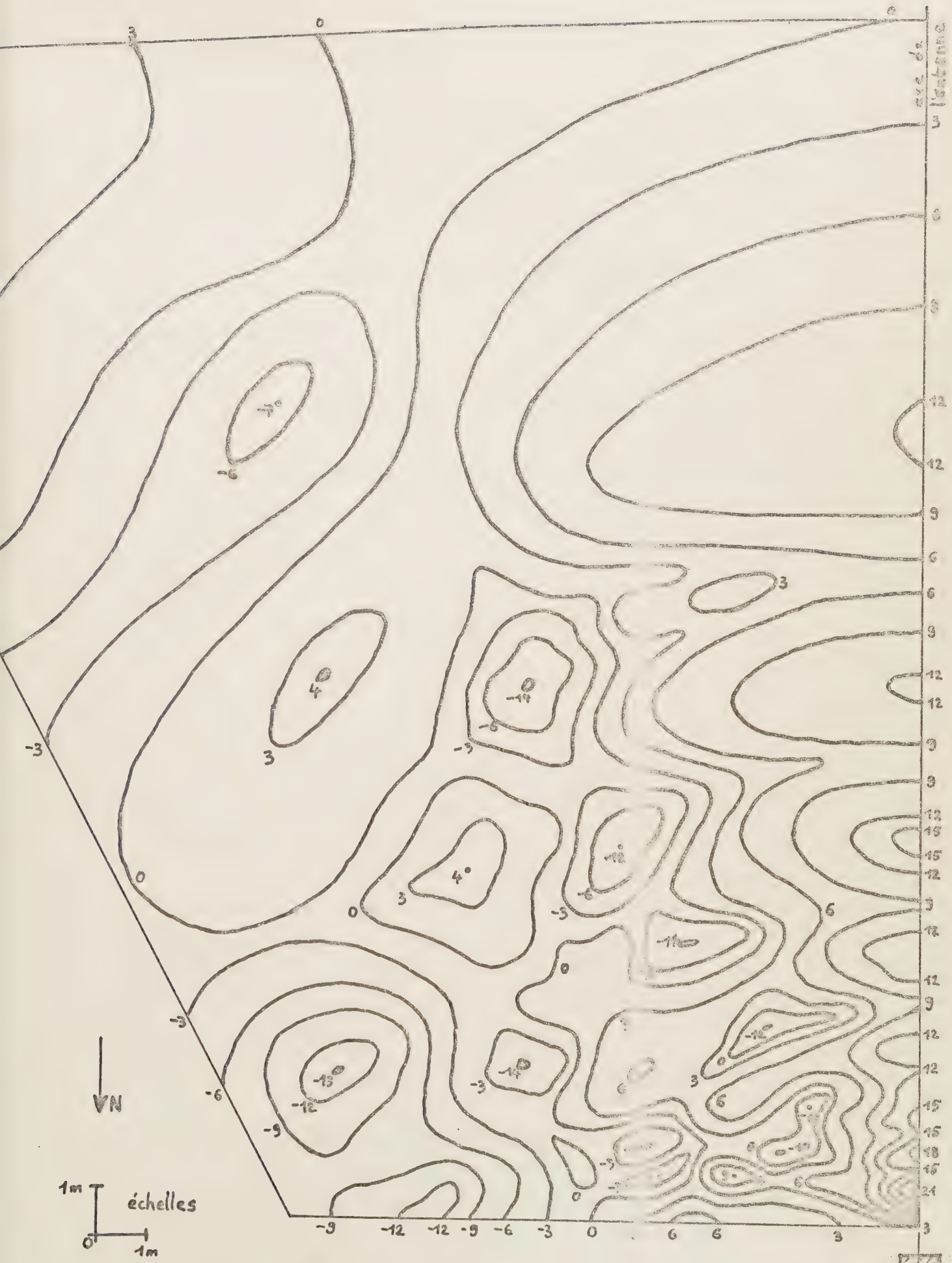


Fig. 12 Diagramme du couplage entre le sol et l'antenne (en dB)

II-3.3. Analyse des résultats.

Le but de l'étude est de déterminer les endroits du sol qui contribuent le plus au bruit et de se rendre compte de l'amélioration qu'apportera le traitement de certaines surfaces, c'est-à-dire de connaître la loi :

$$T_{bs} = \oint (S) \quad \text{(voir formule (2) § II-2.1)}$$

Avec les nouvelles notations :

$$T_{bs} = \frac{300}{4\pi} \iint \frac{R\,\ell}{(\ell + R^2)^{3/2}} A(\ell, \varphi)\, G(\ell, \varphi)\, d\ell\, d\varphi$$

$G(\ell, \varphi)$ est donné par le diagramme précédent (à un coefficient multiplicatif près).

$A(\ell, \varphi)$ est uniquement fonction de ℓ , il est tiré du graphique de la Fig. 4 donnant A (Θ) avec Θ= Arc tg $\frac{h}{\ell}$

Les caractéristiques retenues sont celles du sable :

$$\varepsilon = 10$$

$$\sigma = 2.10^{-14} \text{ (e.m.u.)}$$

Une erreur sur le choix de ces constantes n'a pas beaucoup d'effet (voir courbe pour $\varepsilon = 4$ sur le même graphique, σ a peu d'importance aux fréquences qui nous intéressent).

Après avoir modifié les valeurs de la Fig. 12 par les facteurs multiplicatifs correspondants, on a intégré les valeurs obtenues sur des bandes de 1 mètre de large, parallèles à la voie focale. En effet, il semble naturel de traiter de la même façon les points situés à une même distance de la voie pour avoir une action constante le long de celle-ci. On obtient la courbe Fig. 13.

Il reste cependant à obtenir une courbe graduée en niveau absolu .

Plusieurs méthodes s'offrent à nous :

Une première méthode consiste à envoyer le signal d'un générateur sur le doublet situé en quelques points précis du sol, puis sur le coupleur d'antenne par l'intermédiaire d'un atténuateur variable (permutation au point de jonction A de la Fig. 11).

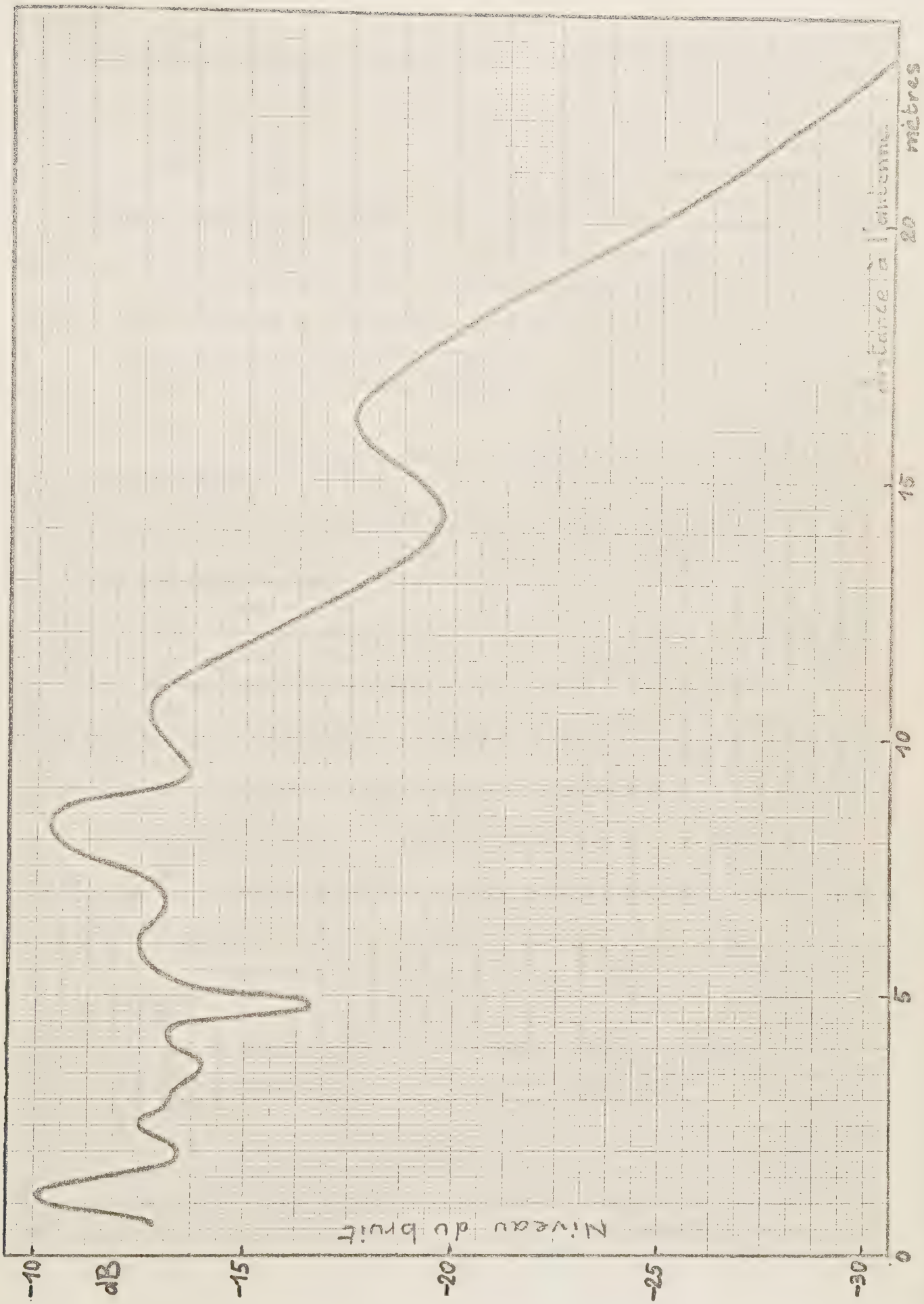


Fig. 13 Niveau du bruit en fonction de la distance à l'antenne

L'atténuateur est réglé pour obtenir le même niveau à la sortie du récepteur :

$$A_\ell + A_d + G(\ell, \varphi) + \rho_A = A_v + A_c$$

avec A_ℓ : Atténuation du câble A B (mesurée à ± 0,2 dB)

Ad : Atténuation du doublet (mesurée expérimentalement à ± 0,5 dB)
(diagramme de rayonnement en fonction de l'angle θ)

ρ_A : rendement de l'antenne (connu à 5% près)

Av : Atténuation variable : (précision : 0,2 dB)

Ac : Atténuation du coupleur (26 dB ± 0,2 dB)

On obtient ainsi la valeur absolue de G (ℓ, φ) en quelques points, ce qui permet de placer une échelle sur la Fig. 13.

Cette méthode conduit à des résultats très approximatifs car elle fait intervenir une somme d'atténuations assez mal connues, au total 60% d'incertitude.

Une seconde méthode permet de recouper les résultats précédents car elle est plus précise, mais plus difficile à mettre en oeuvre.

Elle consiste à explorer le lobe principal de l'antenne primaire en plaçant l'antenne d'émission employée précédemment sur un mât télescopique, assez éloigné pour avoir un lobe formé. Puis à comparer certains points de ce lobe avec certains points du sol proche.

Une intégration sur le lobe principal donne une approximation par défaut de la puissance totale reçue. La normalisation de cette puissance permet de recaler les mesures en valeurs absolues.

Signalons que le mât télescopique permet de déterminer la valeur des lobes secondaires en azimut (c.f. § II-1.3).

De même le calcul de quelques points par la formule issue de l'étude théorique (II-2.3) permet la même détermination.

Enfin, une quatrième méthode permettra à postériori de contrôler rapidement les résultats obtenus. En effet, la valeur du bruit de sol total est assez bien connue, c'est la température de l'antenne au minimum de la courbe du bruit en fonction de l'inclinaison, soit 50°K ± 5°K. Avec les notations du § II-1.3, ce bruit provient principalement de $A_2 + A_3$, D et E_1.

Il ne serait pas étonnant de trouver E_1 situé entre le quart et le tiers du bruit de sol total, c'est-à-dire entre 11 et 18°K.

L'échelle de la courbe Fig. 13 a été déterminée à partir d'une moyenne pondérée des trois premières déterminations.

Une série de mesures similaires faites avec l'antenne de radioastronomie "11 cm"a permis de tracer des courbes équivalentes, pour les polarisations V et H et deux positions de l'ascenseur (minimum : h : 1,35 m ; maximum : h = 2,75 m) Fig. 14.

Il est facile de vérifier que les maxima situés à 16 m (Fig. 13) , 20 puis 42 m (Fig. 14) sont les premiers lobes secondaires des antennes respectives. A priori il suffirait de couvrir le sol à partir du pied de l'antenne jusqu'à une distance ou le premier lobe secondaire devient négligeable, c'est-à-dire dans le pire des cas (polarisation H, ascenseur au plus haut) jusqu'à 50 m. Mais d'une manière pratique, le prix de revient intervient dans le choix de la surface à recouvrir.

Nous allons donc étudier la réalisation pratique d'un tel projet.

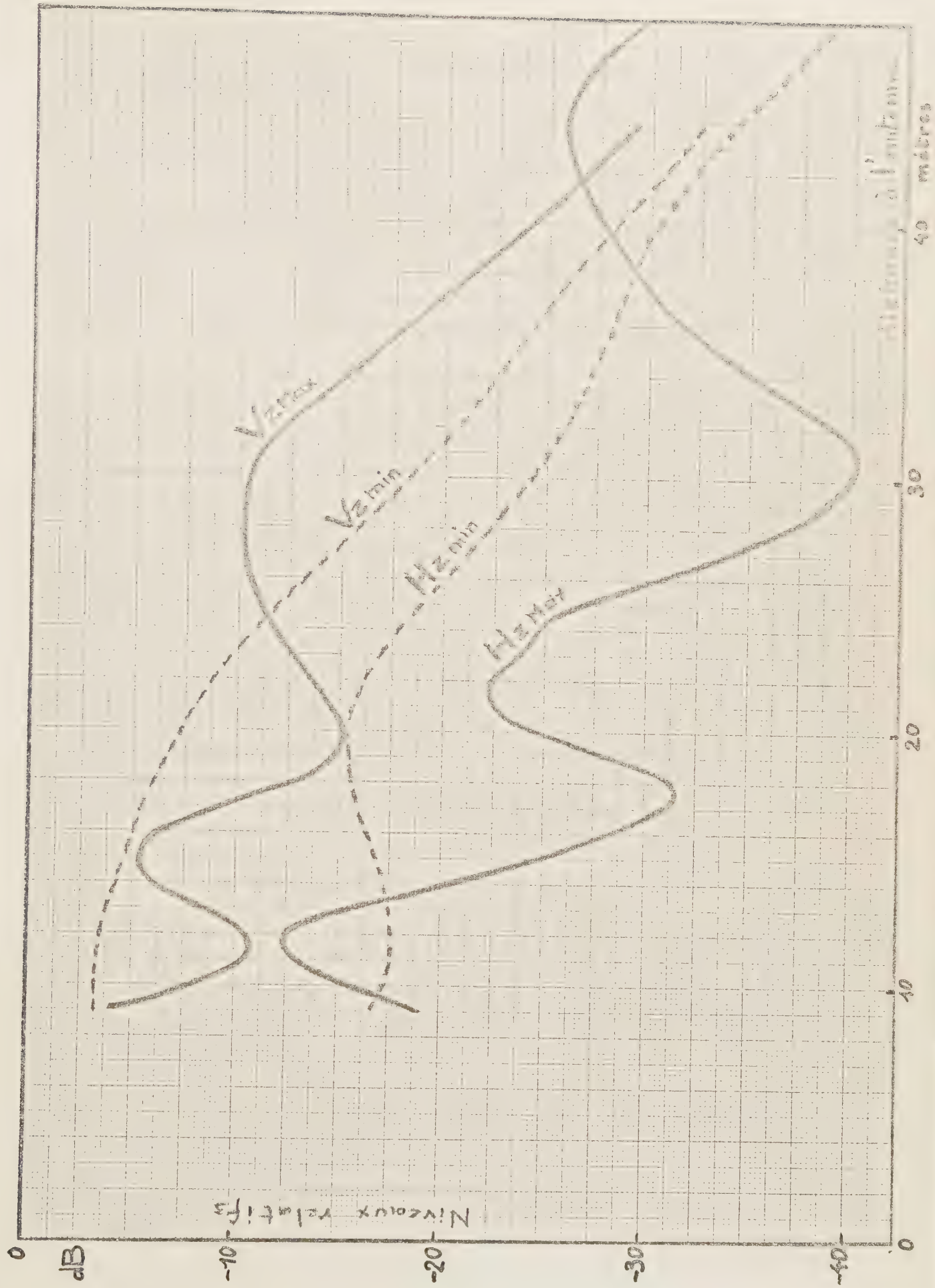


Fig. 14 Niveau du bruit (suivant l'axe de l'antenne 11cm).

II-4. REALISATION PRATIQUE

II-4.1 Etude de la surface réduisant le bruit.

La solution employée consiste à cacher le sol par une surface réfléchissante, de manière que les rayons réfléchis par celle-ci vers l'antenne focale proviennent du ciel. Si la surface est parfaitement réfléchissante, la température dans la direction du sol est abaissée à environ 4°K (fond du ciel plus absorption de l'atmosphère).

La première idée est de poser directement sur le sol une surface réfléchissante, mais il y aurait formation d'un lobe image important. Un remède consisterait à incliner suffisamment la surface, les rayons réfléchis viendraient d'au-dessus du miroir fixe.

Une telle surface cacherait une partie du miroir à l'antenne primaire et il faut la fractionner en plusieurs bandes concentriques. Enfin pour annuler une focalisation possible due au réseau ainsi constitué il suffit de rendre légèrement différente l'inclinaison de chaque bande.

La surface réfléchissante, qui semble la plus économique est du latis de métal déployé galvanisé (0,40 Galto, maille 10 x 20 mm). En partant des dimensions courantes de ce matériel et de la coupe du terrain, il a été possible de dresser un cahier des charges groupant toutes les prescriptions techniques imposées par l'utilisation : par exemple le plan de la Fig. 15 donne la disposition et les cotes des premières surfaces de grillage.

Cette disposition cache le sol proche à tous les points de l'ouverture de l'antenne la plus haute. Les variations rapides de l'amplitude et de la phase de l'éclairement des surfaces proches de l'antenne rendent inutile une déformation aléatoire du grillage. La précision demandée $\pm$ 50 mm permet d'employer des tronçons rectilignes pour réaliser la courbure des surfaces.

Le projet comportait dans un premier temps la pose d'un secteur d'essai en bout de voie car il restait à étudier l'action d'une telle surface sur les impédances des antennes. La réjection des hybrides employés dans les récepteurs à corrélation est en effet très sensible à l'impédance d'entrée.

Le cahier des charges a été transmis pour étude et devis à plusieurs sociétés de travaux publics et de métallurgie.

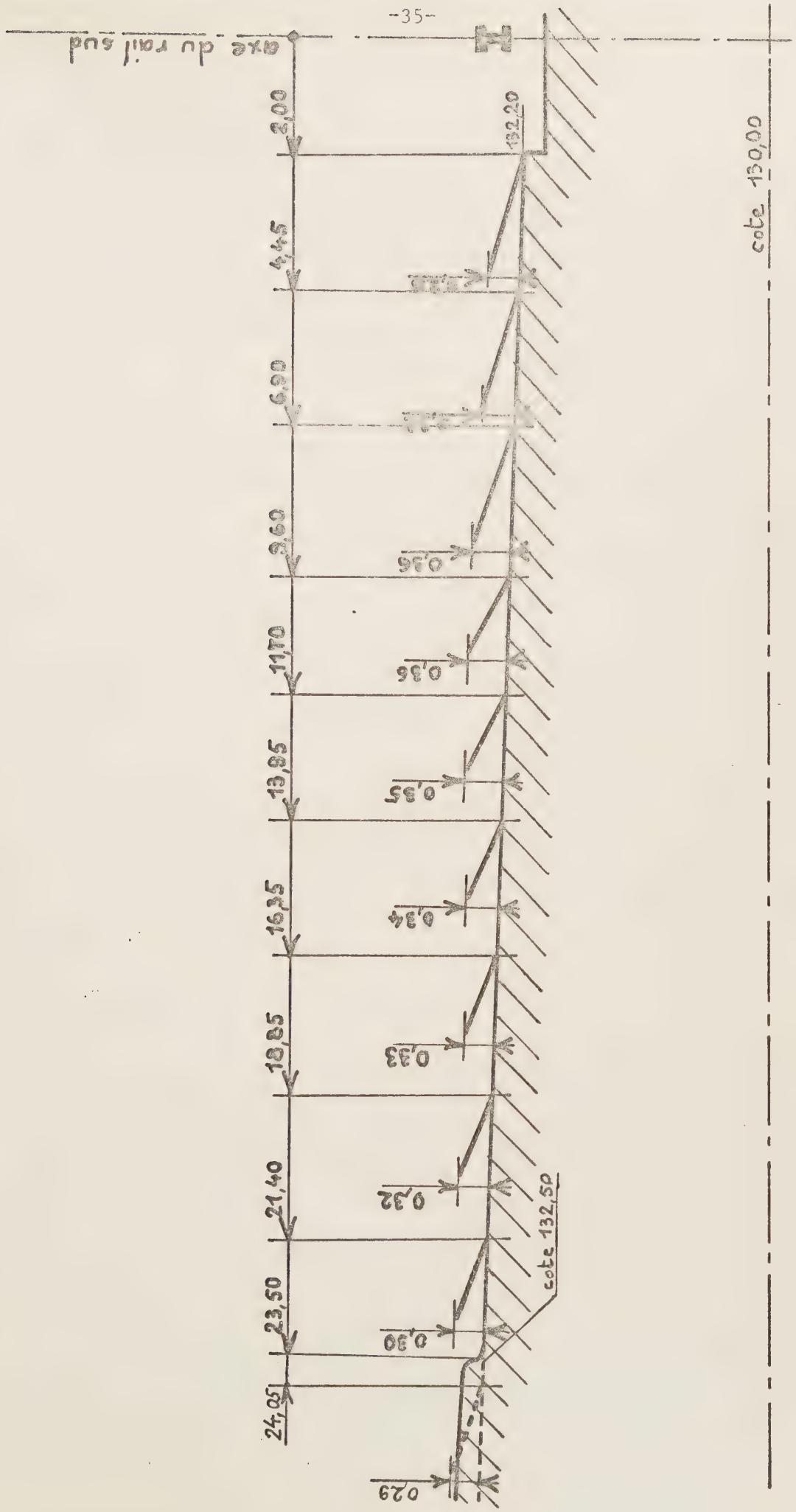


Fig. 15 Coupe radiale de la surface grillagée.

II-4.2. Choix d'un compromis.

Pour permettre le choix du compromis à faire entre le prix de revient et la réduction du bruit espérée, il est utile de tracer sur le même graphique les courbes donnant ces deux quantités en fonction de la surface traitée. Fig. 16.

Les courbes donnant les réductions de bruit attendues ont été déduites par intégration des courbes Fig. 13 et 14. On vérifie que le maximum des courbes, 17°K, correspond bien à l'approximation que l'on a faite par ailleurs du bruit total du sol proche.

Le prix de revient en fonction de la largeur traitée est une estimation du prix minimum envisageable, déduit après discussion des divers devis reçus.

On trouve également une courbe donnant le prix de revient de la matière première seule : supports en cornière perforée, le montage étant alors fait par les personnes du service.

Après avis des différentes parties intéressées par ce projet le compromis entre le prix de revient et l'efficacité a été choisi en couvrant le sol jusqu'à 23 mètres, ce qui correspond à 9 bandes concentriques. L'amélioration est proche du maximum, sauf pour les positions hautes de l'ascenseur. Nous ne dépassons pas le prix de 10.000 F le °K considéré comme limite raisonnable .

II-4.3. Résultats.

Après terrassement de la surface totale, un secteur d'essai a été posé, puis essayé par les différentes antennes disponibles. Par déplacement des chariots, on avait précédemment enregistré les variations du bruit de sol le long de la voie. Après la pose du secteur grillagé, des enregistrements faits dans les mêmes conditions ont permis de trouver une diminution de bruit d'antenne de 14°K $\pm$ 2°K (avec ascenseurs en position basse).

De plus, aucune différence n'a été constatée au niveau de la réjection des hybrides placés à la sortie des antennes radioastronomiques. Enfin des passages de sources étalons n'ont pas montré de variations du lobe et du rendement du télescope.

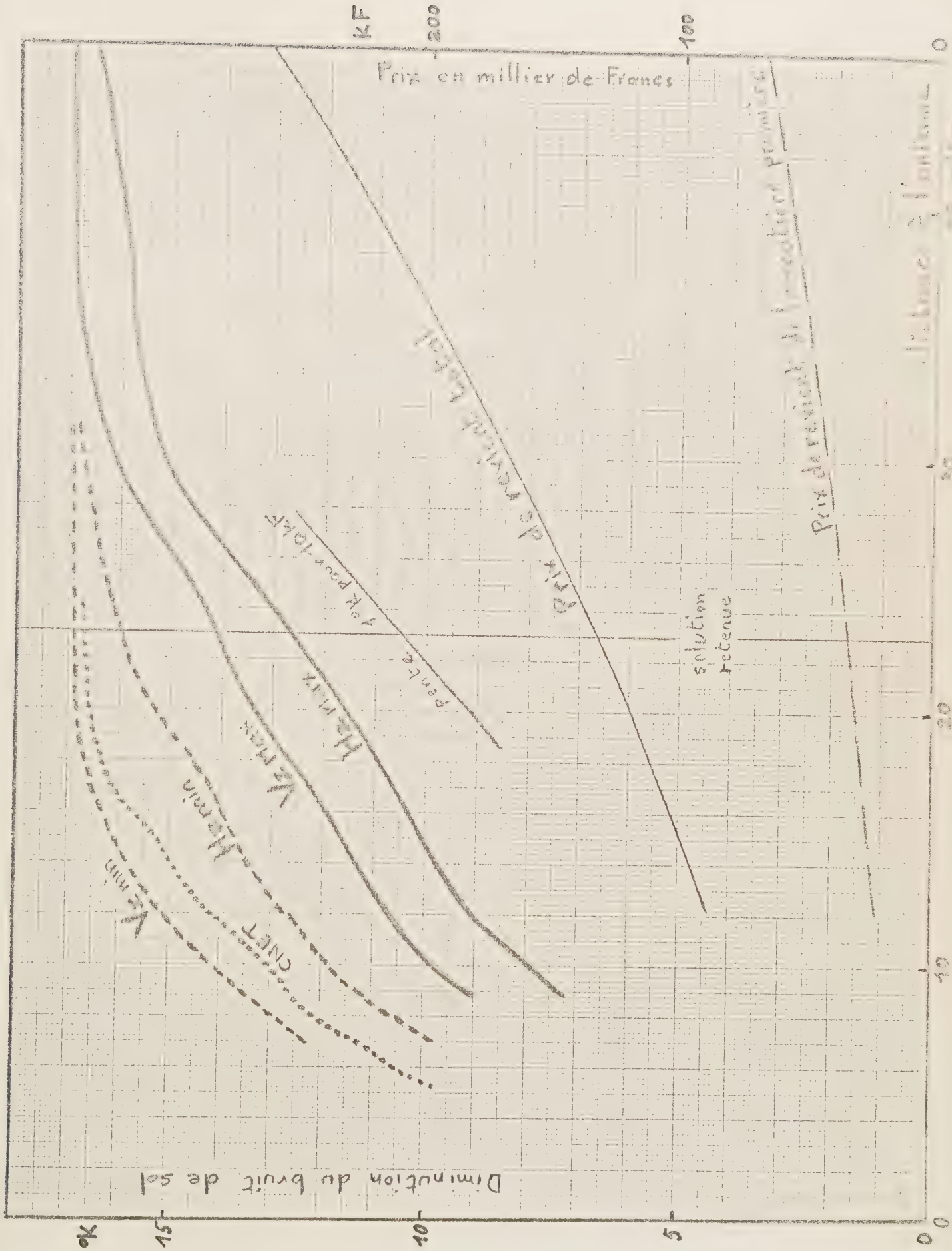


Fig. 16 Diminution du bruit de sol et prix de revient.

Il a donc été décidé d'étendre à toute la longueur de la voie la structure ainsi définie. Cette extension s'est faite à moindres frais, en utilisant des supports en cornières perforées, la main-d'oeuvre étant fournie par le Département de Radioastronomie. Seuls le délai de réalisation et l'esthétique de l'ensemble en ont souffert.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES II

[1] : GINAT, M. et STEINBERG, J.L., 1967, Revue de Physique appliquée, 2, 79.

[2] : BIRAUD, F., 1967, l'onde électrique, 479, 302.

[3] : HOGG, D.C., 1959, J. Appl. Phys., 30, 1417.

[4] : TERMAN, Radio engineers handbook, Mc. Graw-Hill B.C., 702

[5] : HANSEN, R.C. Microwave Scanning Antennas, Academic Press, Vol 1, 6.

III - PARTIE HYPERFREQUENCE DU RECEPTEUR

III-1. SCHEMA GENERAL

Le schéma simplifié de la partie hyperfréquence est représenté à la Fig. 1 :

L'antenne focale (cf. § II-1.2) est suivie d'un analyseur de polarisation circulaire. En effet la plupart des sources de raies OH émettent une onde polarisée circulairement. Le taux de polarisation, qui est une caractéristique très utile en astrophysique, peut aller jusqu'à 100%. La séparation des deux polarisations doit être aussi bonne que possible.

L'une des sorties, droite ou gauche, est branchée à l'entrée d'une chaîne d'amplification à faible bruit. Le signal amplifié est ensuite abaissé en fréquence au moyen d'un mélangeur, pour être analysé en moyenne fréquence.

III-1.1 Type de réception utilisé, choix du genre de permutation

Deux grandes catégories de récepteurs sont utilisées en radioastronomie : les récepteurs à corrélation et les récepteurs à permutation. Contrairement aux autres récepteurs utilisés à Nançay qui sont du premier type, nous utilisons ici la permutation (à l'initiative de la partie soviétique). L'analyse se fait au moyen de détecteurs synchrones qui seront détaillés au chapitre suivant (IV-5). Il suffit pour l'instant de savoir que l'on mesure la différence entre deux états du récepteur. Le passage d'un état à l'autre se fait à un rythme et avec une phase bien déterminés, le signal est ainsi modulé à la fréquence correspondante (ici 22 Hz ou $\frac{1}{30}$ Hz). Les détecteurs synchrones détectent l'amplitude de cette modulation.

Pour les observations de type spectral la permutation se fait sur la fréquence de l'oscillateur local du changement de fréquence. La liaison est alors directe entre la sortie de l'analyseur et l'amplificateur : Fig. 1. On emploiera dans ce cas l'appellation de permutation de fréquence.

Ce genre d'observation ne peut s'appliquer qu'à des sources dont le spectre présente des raies étroites ; dans le cas où l'on veut connaître le continuum de la source, c'est-à-dire les variations de la température de l'antenne de réception, sur l'ensemble de la bande, on doit

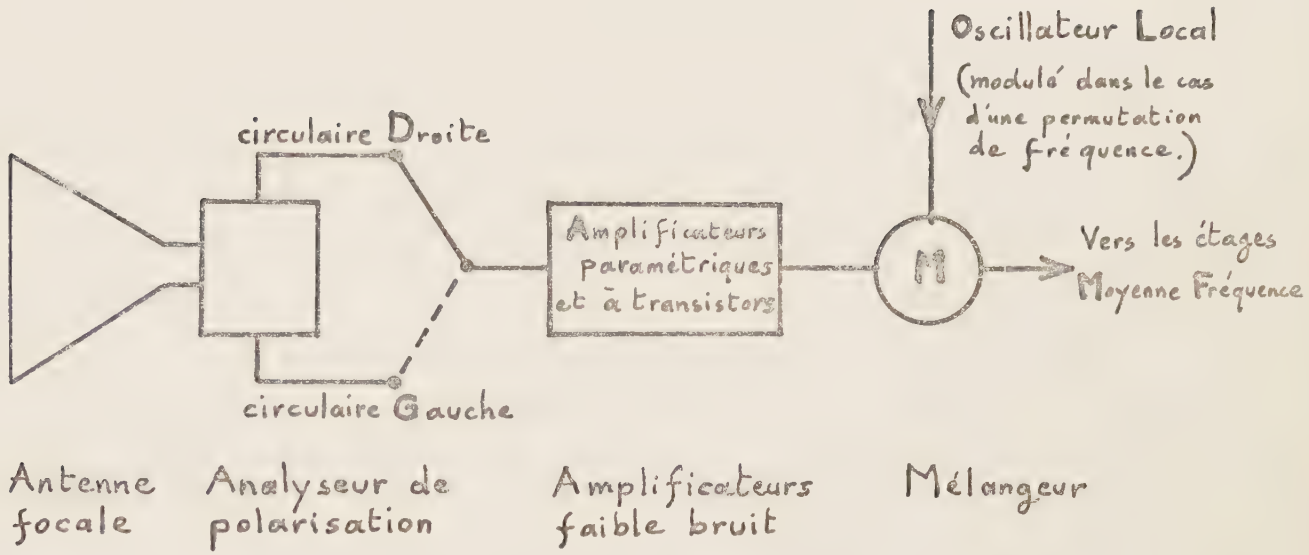


Fig.1 Schéma simplifié de la partie hyperfréquence.

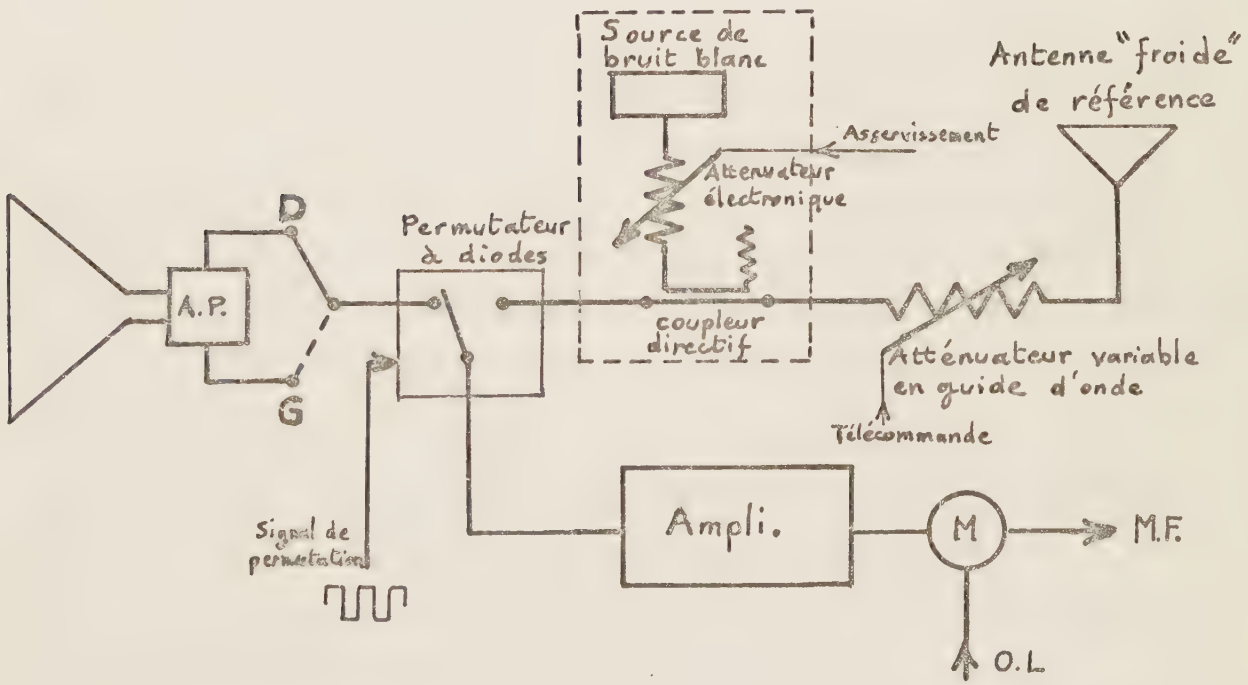


Fig.2 Schéma de la partie hyperfréquence (dans le cas d'une permutation d'antenne).

utiliser une permutation entre cette antenne et une antenne de référence : Fig. 2. Cette dernière est réalisée à partir d'un cornet à large lobe pointé vers le zénith. La température de bruit de cette antenne est sensiblement constante : elle est légèrement supérieure à la température du ciel à la fréquence utilisée (environ 4 °K) les quelques radiosources reçues par cette antenne étant "diluées" dans le lobe. A partir de cette source froide, un atténuateur variable, en guide d'onde, permet d'obtenir une température réglable, constante sur une large bande de fréquence et stable dans le temps.

En général, la température de référence est initialement réglée pour être égale à la température moyenne de l'antenne de réception (50 à 80°K). Les détecteurs synchrones travaillent ainsi autour de zéro, dans la partie la plus linéaire de leurs caractéristiques.

Pour les sources présentant un continuum très fort, il est possible d'envoyer en supplément un signal de bruit blanc (tube à ionisation ou diode avalanche) à travers un coupleur d'antenne situé entre l'atténuateur variable et le permutateur.

Un tel montage permet également d'asservir la température de référence pour qu'elle soit constamment égale à la température d'antenne ; la valeur du bruit est plus ou moins atténuée avant d'être injectée dans le coupleur, le signal de commande est obtenu en intégrant le résultat de la détection synchrone du signal reçu sur une large bande ($\simeq$20 MHz).

Chaque montage est réalisé par connexions manuelles car les changements de disposition sont peu fréquents. De plus, tout dispositif de commutation introduit des pertes dont l'importance est d'autant plus grande qu'elles sont situées avant la première amplification ; une atténuation de 0,1 dB correspond à cet endroit à une augmentation du bruit de système d'envrion 7°K.

Il reste à connaître la loi reliant la tension de sortie du récepteur à la différence de température d'antenne entre les deux états choisis.

La tension de sortie, après détection quadratique, puis détection synchrone, est en première approximation :

$$V = V_0 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{n=N} \left(G_n T_n - G'_n T'_n \right)$$

avec $N = \frac{\mathcal{T}}{\mathcal{T}_o}$ période d'intégration de V : $\mathcal{T}$

période du signal de permutation : $\mathcal{T}_o$

V_o : tension en l'absence de signal (due en particulier à la tension de sortie des amplificateurs continus, ses variations sont faibles par rapport à V).

G_n : gain pendant la première demi-période n.

G'_n : gain pendant la seconde demi-période n.

en utilisation normale :

$T_n = T_{Sn} + T_x$: température de système pendant la première demi-période n + température recherchée.

$T'_n = T'_{Sn} + T_R$: température de système pendant la deuxième demi-période n + température de référence.

Pour commencer par l'étude la plus simple, on suppose que la permutation est assez rapide pour que :

$$G_n = G'_n \, , T_{Sn} = T'_{Sn}$$

et que la période d'intégration est assez faible pour que :

$$\forall n = G_n = G \, , \; T_{Sn} = T_S$$

ou encore, dans le cas d'un récepteur ne présentant pas de dérives lentes sensibles, que $\mathcal{T}_o$ est assez long pour que : $G_n T_{Sn} = G'_n T'_{Sn} = \overline{GT_S}$

Dans ces deux cas :

$$V_x = V_o + G (T_x - T_R) \qquad (1)$$

Il faut maintenant déterminer la valeur de G, c'est le but de l'étalonnage.

III-1.2. Méthodes d'étalonnage

L'étalonnage consiste à envoyer un signal de bruit constant pendant un temps t_E bien déterminé et à mesurer la différence entre les tensions de sortie reçues, pendant le temps t_E et pendant un temps égal en l'absence de signal de bruit. Les deux temps doivent être rapprochés l'un de l'autre, couramment le temps sans signal de bruit est dédoublé pour encadrer le temps t_E. Dans le cas général l'étalonnage est fait hors d'une source et $T_x = T_A$ (température d'antenne).

On obtient avec signal de bruit : $V_E = V_o + G\ (T_A - T_R + T_E)$

sans signal de bruit : $V_N = V_o + G\ (T_A - T_R)$

$$\text{d'où } G = \frac{V_E - V_N}{T_E}$$

et la température recherchée $$T_x = \frac{(V_x - V_o)\ T_E}{V_E - V_N} + T_R \qquad (2)$$

Nous verrons par la suite (§ IV-4.1 et IV-4.2) les différentes façons de traiter les paramètres de cette formule en fonction de l'utilisation du récepteur.

De toutes les hypothèses que nous venons de faire, la plus difficile à tenir est celle du gain constant pendant l'étalonnage et le temps d'observation.

Dans les plus mauvais cas, pour une observation d'une heure précédée ou suivie d'un étalonnage d'une minute l'erreur peut atteindre 10%, elle est cependant suffisante dans de nombreux cas : (détections de nouvelles sources, sources faibles).

Dans les autres cas il est possible de faire des étalonnages fréquents intercalés entre des temps d'observations de quelques minutes. Il est cependant préférable d'utiliser une méthode ne nécessitant pas d'arrêt de poursuite : le signal de bruit est envoyé pendant la moitié de l'observation par périodes courtes pouvant descendre jusqu'à 2 minutes.

Un cycle d'observation peut être par exemple :

1) source : V_x
2) comparaison : V_R
3) source + étalonnage : $V'_x = V_x + V_E$
4) comparaison + étalonnage : $V'_R = V_R + V_E$

Le programme de dépouillement faisant :

$$T_x = \frac{V_x - V_R + V'_x - V'_R}{V'_x + V'_R - (V_x + V_R)}\ T_E$$

Mais il faut s'assurer que l'accroissement moyen de la température de système pendant l'observation : $\frac{T_E}{2}$ n'en détériore pas la qualité. Pour cela, déterminons d'abord la valeur du signal de bruit que l'on doit utiliser dans un étalonnage hors de la période d'observation. Dans le cas le plus fréquent de sources faibles ($< 10°K$) :

L'erreur relative sur le gain est

$$\frac{\delta G}{G} = \frac{\delta T_E}{T_E}$$

δT_E vient principalement de la fluctuation du récepteur.

$$\delta T_E = \frac{\alpha T_s}{\sqrt{B \tau_E}} \quad \text{avec } \tau_E = 2\ t_E \text{ : période d'un étalonnage total}$$

si nous admettons une erreur relative de 1% avec τ_E = 2 minutes : T_E = 30,6°K (cf. § IV-5.4). C'est l'ordre de grandeur du signal de bruit qui a été choisi.

Si l'étalonnage est effectué pendant l'observation d'une durée d'une heure, un signal de bruit T'_E = 5,5°K suffira pour obtenir la même précision. Le bruit de système ne sera augmenté que de 3% ce qui est équivalent à une perte de temps d'observation de 6%.

Une des qualités demandées au signal de bruit est la fidélité car il permet non seulement de s'assurer rapidement que la température de système n'a pas varié mais surtout il sert d'étalon secondaire:

Pour recouper entre elles les observations de différents observatoires, pour comparer des observations faites à des époques différentes distantes parfois de plusieurs années, il est utile de mesurer l'amplitude des phénomènes observés en unité de flux ou Jansky : 1 f.u. = 1 Jy = 10^{-26} W m^{-2} Hz^{-1}.

Le rendement en surface du télescope pouvant varier il est plus prudent d'observer de temps en temps une source étalon dont les caractéristiques sont bien connues. L'étalonnage permet alors de faire la liaison entre toutes les observations faites dans les mêmes conditions.

III-1.3. Dispositifs d'étalonnage

Le montage permettant l'étalonnage est représenté à la Fig.3. Une diode à bruit (avalanche) est alimentée en permanence par une source stabilisée en courant, ceci garantit une stabilité maximale de bruit. La diode fournit, sur une bande bien supérieure à la bande utilisée, un bruit blanc de 31 dB au-dessus du k°K soit $1,26.10^6$ °K. Ce signal convenablement atténué (18 dB en général) est bloqué pendant les observations par un atténuateur à diodes dont l'atténuation est rendue supérieure à 40 dB. Le signal d'étalonnage est envoyé en diminuant l'atténuation (atténuation résiduelle = 0,3 dB)

L'atténuateur est constitué de deux diodes en série et de deux diodes en parallèle; il est ainsi possible d'éviter des variations du T.O.S. vu par les autres éléments. De plus la modification des tensions de déblocage permet de choisir la valeur du signal. Par exemple, une option correspondant à 6,3 dB est utilisée pour envoyer le signal d'étalonnage pendant l'observation : $T'_E = \frac{T_E}{4}$.

Dans le cas d'une modulation de fréquence, le signal de bruit doit être envoyé en synchronisme pour être détecté, les tensions envoyées aux diodes sont alors modulées.

Initialement, le signal d'étalonnage était injecté par l'intermédiaire d'un coupleur directif coaxial placé à la sortie de l'analyseur de polarisation. Maintenant, le couplage se fait par une petite antenne adaptée, placée directement dans le cornet de l'antenne focale. Ce montage élimine le bruit dû aux pertes d'insertion du coupleur directif, soit environ 15°K. Le couplage ainsi réalisé est de 27 ± 0,2 dB sur la bande 1600-1730 MHz. Un couplage absolument constant sur toute la bande n'est pas nécessaire ici, puisqu'il s'agit d'un étalon secondaire et que les écarts de fréquence n'excèdent pas 300 kHz. Un circulateur à ferrite monté en unidirectionnel, parfait l'adaptation.

Un coupleur directif est inséré dans le circuit d'étalonnage, il permet d'envoyer un signal de test sans interrompre de connexion.

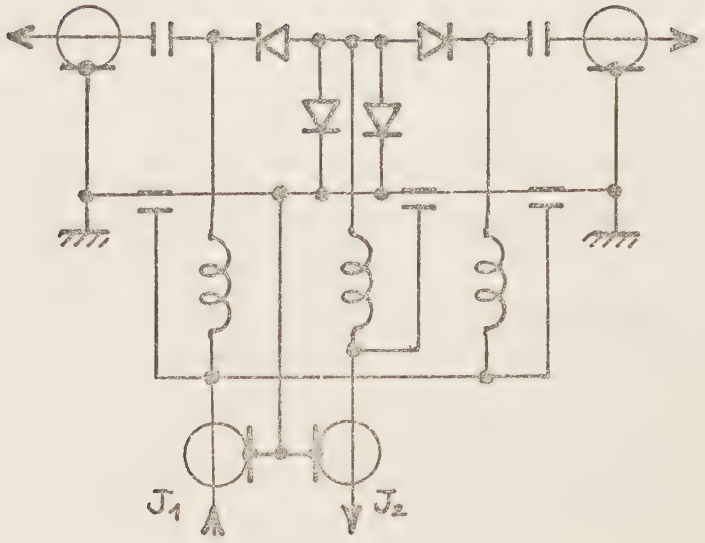


Schéma de l'attenuateur à diodes.

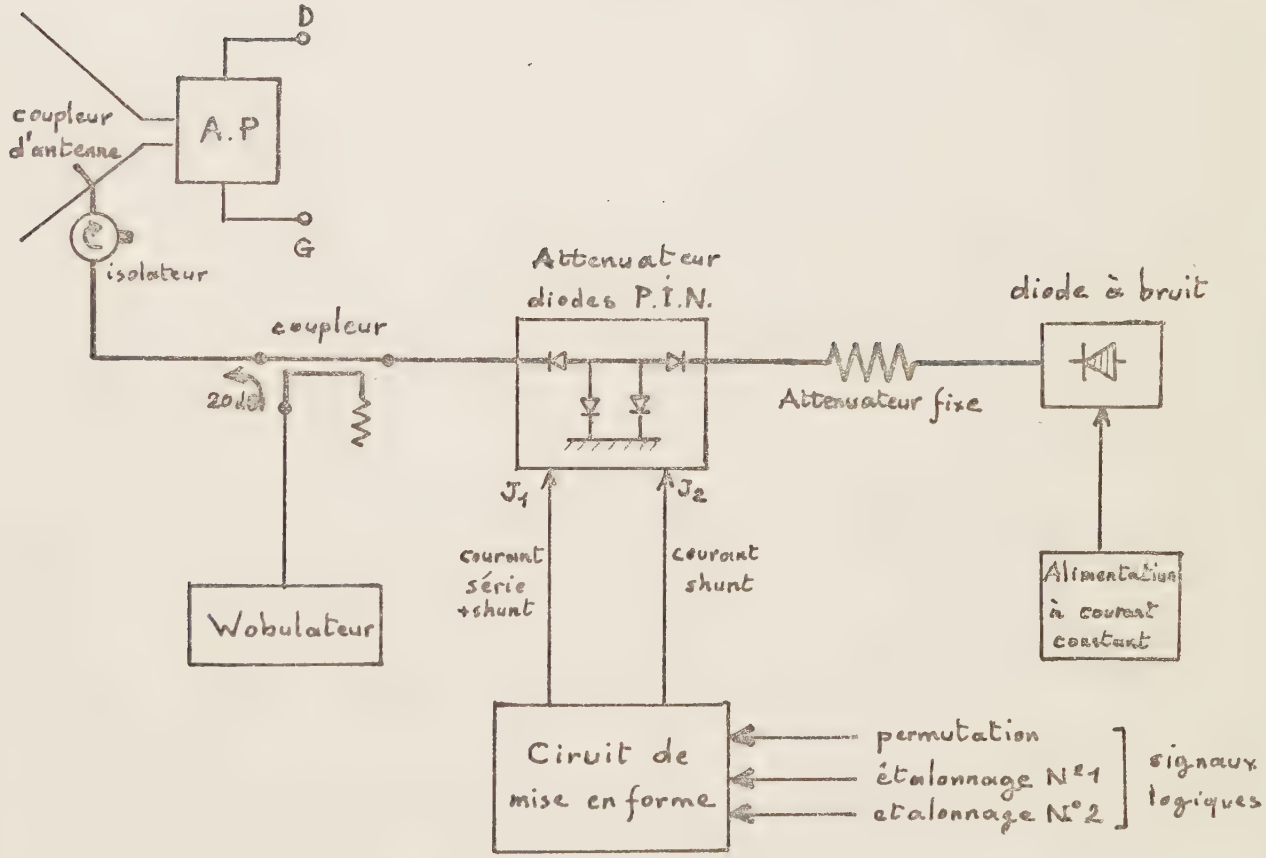


Fig.3 Dispositifs d'étalonnage.

III-2. ANALYSEUR DE POLARISATION CIRCULAIRE.

III-2.1. Généralités.

Nous disposons d'une antenne du type "hog-horn" semblable à celles qui équipent les autres récepteurs radioastronomiques installés à Nançay. La sortie se fait par un guide d'onde de section carrée ($a = 117{,}6 \pm 0{,}2$ mm) pour pouvoir propager deux polarisations orthogonales appelées ici verticale: V et horizontale: H. Le T.O.S. à cet endroit est inférieur à 1,2 sur la bande 1600-1730 MHz.

Nous désirons avoir simultanément deux sorties en prises coaxiales correspondant aux polarisations circulaires droite et gauche.

Nous avons abandonné l'idée de deux antennes hélicoïdales faisant transition guide-coaxial car elles sont difficiles à placer dans ce type d'antenne sans provoquer un important couplage entre elles. Il est à signaler que deux antennes de ce type ont été réalisées pour servir à l'émission de signaux polarisés circulairement.

Précisons les relations qui lient les différentes polarisations.

En représentation de Fresnel, le champ électrique d'une onde plane polarisée elliptiquement a pour composantes suivant deux axes orthogonaux (Fig. 4) :

$$E_x = a \cos \omega t \qquad \text{avec} \qquad \omega = 2\pi f$$
$$E_y = b \cos (\omega t - \varphi) \qquad \varphi = \text{déphasage entre } E_x \text{ et } E_y$$

La polarisation est circulaire si les amplitudes a et b sont égales et si: $\varphi = \frac{\pi}{2}$ modulo π

si $\varphi = \frac{\pi}{2} + 2k\pi$ la polarisation est gauche

si $\varphi = \frac{3\pi}{2} + 2k'\pi$ la polarisation est droite

D'une façon générale, une vibration elliptique se décompose en deux vibrations circulaires inverses d'amplitudes inégales; et en particulier, une vibration rectiligne se décompose en deux circulaires inverses de même amplitude.

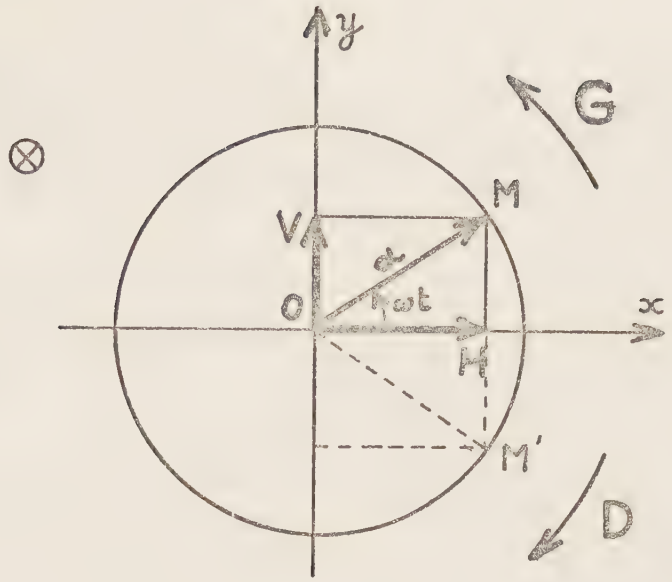


Fig. 4 Notations pour l'étude des polarisations circulaires

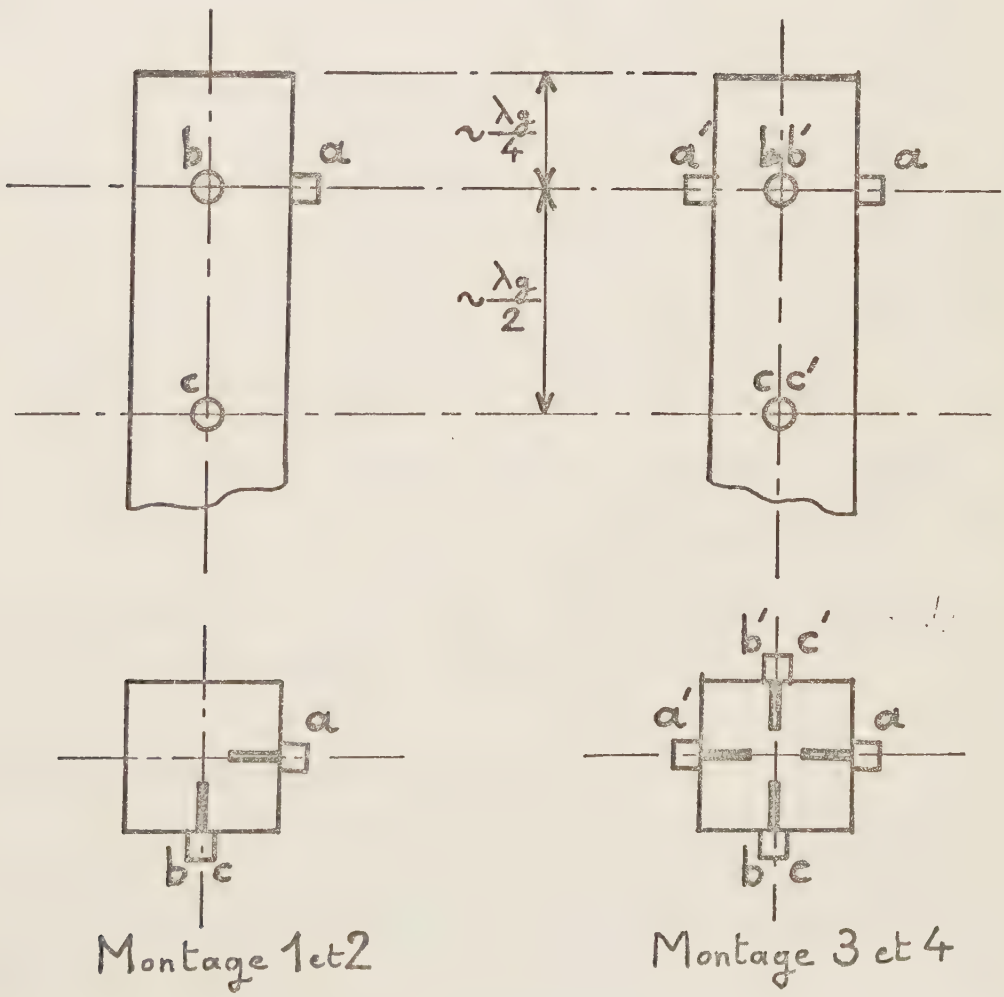


Fig. 5 Différentes implantations des transitions guide carré - ligne coaxiale fournissant V et H.

Chacune de ces vibrations circulaires se décompose elle -même suivant deux axes orthogonaux, (que l'on peut faire correspondre avec H et V,) en deux vibrations rectangulaires égales déphasées de $\frac{\pi}{2}$.

Pour la circulaire gauche :

$E_x = H = a \cos \omega t$

$E_y = V = a \sin \omega t = a \cos (\omega t - \frac{\pi}{2})$

V est retardé d'un quart de période par rapport à H.

Pour la circulaire droite :

$E_x = H = b \cos \omega t$

$E_y = V = -b \sin \omega t = b \cos (\omega t + \frac{\pi}{2})$

V est avancé d'un quart de période par rapport à H.

On voit donc que, pour une circulaire gauche, les vecteurs H et V retardé sont toujours égaux et en phase alors que H et V avancé sont égaux et opposés. Réciproquement, pour une circulaire droite H et V retardé sont en opposition alors que H et V avancé sont en phase.

On en déduit que les signaux correspondant aux composantes gauche et droite d'une onde pourront être obtenus en faisant :

$G = H + V_r$ r : onde retardée d'un quart de période

$D = H + V_a$ a : onde avancée d'un quart de période

V et H sont les composantes du champ électrique de l'onde suivant deux axes orthogonaux de la surface d'onde.

III.2.2. Elaboration du principe utilisé.

Il est donc possible de séparer les deux polarisations au niveau du guide carré, de compenser l'avance que l'une pourrait avoir sur l'autre et de les composer suivant les relations trouvées au moyen de lignes quart d'onde.

La réalisation peut se faire de plusieurs façons :

- Tout en guide d'onde : séparation en deux guides rectangulaires puis Té magique, ceci correspond à des pertes faibles mais à un encombrement important.

- Tout en coaxial : transitions guide carré-coaxial puis mélange dans un anneau hybride.
- Un mélange des deux solutions : séparation en guide et mélange en coaxial.

Finalement la solution coaxiale a été retenue en réduisant les longueurs et en employant au maximum des coaxiaux faibles pertes (diélectrique air).

Les premières études ont porté sur les transitions guide carré-coaxial. Le système classique d'une antenne rectiligne située à $\frac{\lambda g}{4}$ d'un court circuit de fin de guide donne entière satisfaction pour une polarisation, le problème consiste à placer la seconde transition avec le minimum de couplage.

Les différentes solutions étudiées ont été successivement (Fig. 5)

1) Deux antennes dans le même plan transversal (a + b)

2) Deux antennes distantes de $\frac{\lambda g}{2}$ (a + c)

3) Deux antennes distantes de $\frac{\lambda g}{2}$ plus deux antennes symétriques chargées par un stub (a' et c'). Cette disposition avait pour but de déformer le champ d'une manière symétrique donc de réduire les composantes obliques du champ qui réagissent sur l'autre polarisation. Le découplage fut amélioré d'environ 10 dB.

4) Quatre antennes (a, b, a', b'), une sur chaque face, dans le même plan transversal. Cette solution a donné les meilleurs résultats (découplage $>$ 40 dB) mais la présence de quatre sorties rendait délicate l'utilisation d'un anneau hybride classique. Il fallait recomposer en phase les deux signaux V et les deux signaux H ce qui aboutissait à un circuit compliqué augmentant les pertes.

Une solution originale a été trouvée en concevant un nouvel anneau hybride adapté au problème.

Supposons d'abord que les deux signaux V et H sont en phase au niveau des parois internes du guide carré. Le nouvel anneau devra comporter quatre entrées = $\frac{V}{2}, -\frac{V}{2}, \frac{H}{2}, -\frac{H}{2}$ et deux sorties D et G. Aucune solution immédiate n'apparaissant, reprenons le cas de l'anneau hybride classique :

Avec les signaux $\frac{V}{2}$ et $\frac{H}{2}$ Fig. 6 (a)

Avec les signaux $-\frac{V}{2}$ et $-\frac{H}{2}$ Fig. 6 (b)

Essayons de superposer en phase les $\frac{G}{2}$ et $\frac{D}{2}$ obtenus. Une solution simple consiste à garder $\frac{G}{2}$ (en réalité $\frac{G}{2}$ retardé) entre $\frac{H}{2}$ et $\frac{V}{2}$ ainsi que $\frac{D}{2}$ entre $-\frac{H}{2}$ et $-\frac{V}{2}$. Cette solution conserve le nombre maximum de longueurs déjà connues et surtout présente les entrées dans le sens normal de rotation : $\frac{H}{2}$, $\frac{V}{2}$, $-\frac{H}{2}$, $-\frac{V}{2}$. Ceci permettra de construire l'anneau sans croisement de lignes.

Sur la Fig. 6 (c) les relations suivantes doivent être réalisées :

$$\ell_1 = n\,\frac{\lambda}{4} \quad , \quad \ell_2 = (2 + n)\,\frac{\lambda}{4}$$

En particulier pour n = 1 Fig. 7 toutes les autres conditions sont satisfaites :

1) Les couples $\frac{H}{2}$ et $-\frac{H}{2}$, $\frac{V}{2}$ et $-\frac{V}{2}$ se retrouvent en phase au niveau des sorties D et G.

2) Les sorties D et G sont reliées sur l'anneau par deux longueurs différentes de $\frac{\lambda}{2}$: le découplage entre les deux sorties est donc réalisé.

Etudions maintenant les impédances des divers tronçons. Si Zo est l'impédance à la sortie des transitions guide-coaxial, il semble naturel de prendre Zo comme impédance caractéristique des lignes de liaison entre ces transitions et l'anneau.

Si l'on envoie une onde par l'une des sorties, D par exemple, la tension s'annule au niveau de l'autre sortie donc, vue de D, l'impédance au point G est nulle. Au point A distant de $\frac{\lambda}{4}$, nous avons la mise en parallèle de Zo et d'une impédance infinie (quelle que soit l'impédance du tronçon GA). Au point B l'impédance venant de A est $\frac{Z_1^2}{Zo}$ (Z_1 : impédance de AB) ; elle s'additionne avec Zo ce qui donne

$$\frac{Z_1^2\ Zo}{Z_1^2 + Z_o^2}$$ qui devient au point D : $$\frac{Z_2^2\ (Z_1^2 + Z_o^2)}{Z_1^2\ Z_o}$$

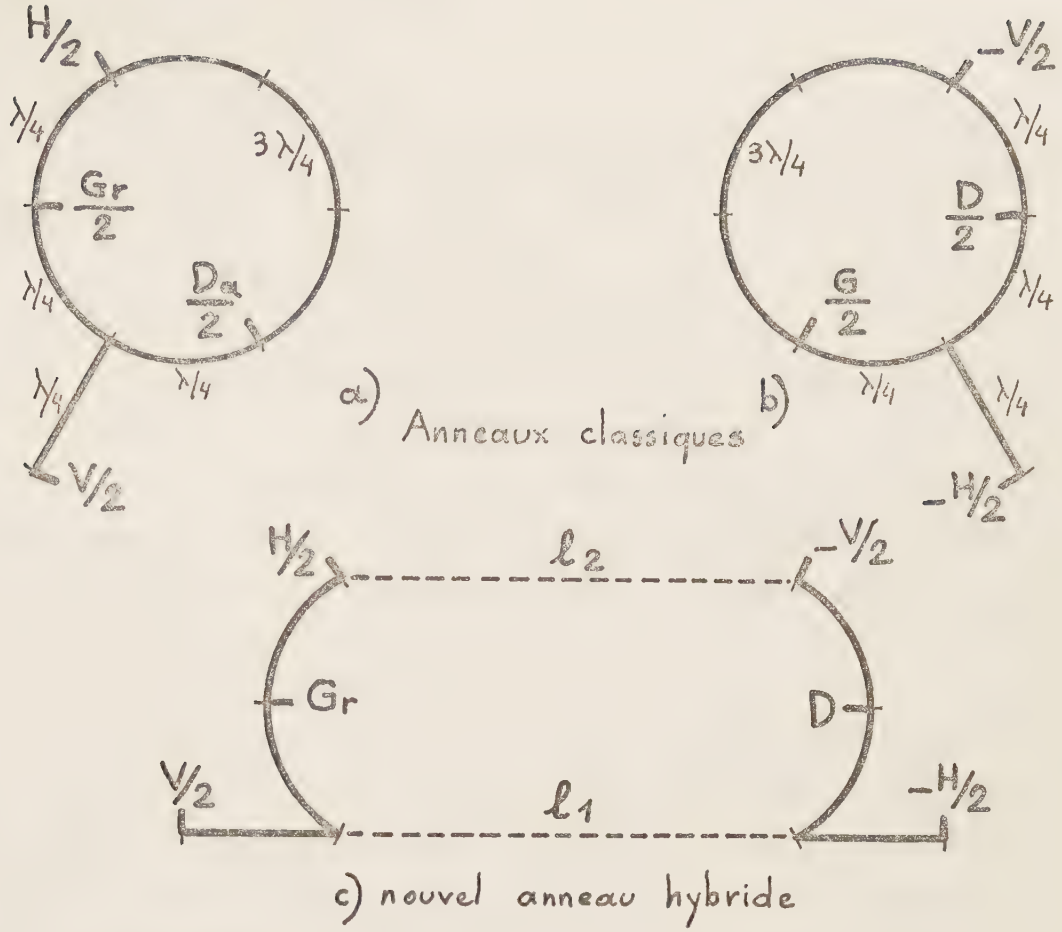


Fig. 6 Détermination du nouvel anneau hybride.

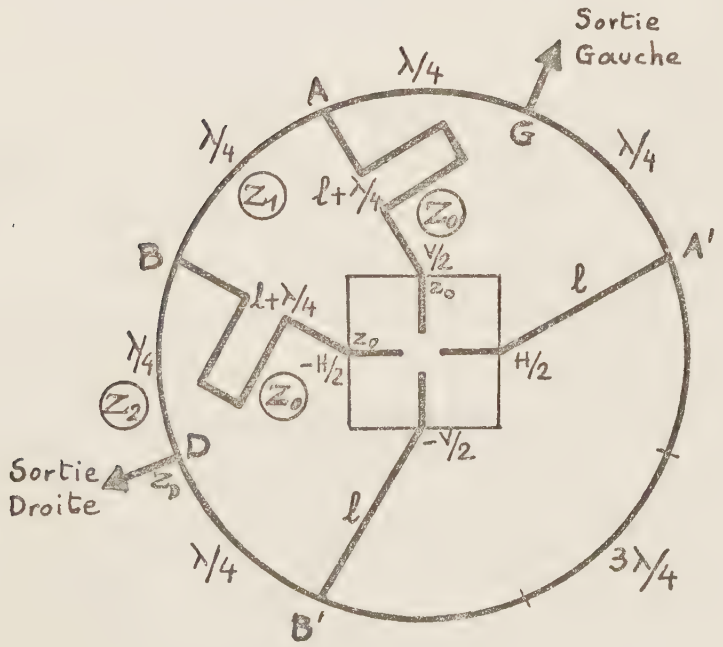


Fig. 7 Schéma définitif. Détermination des impédances.

(Z_2 : impédance de BD). La même impédance vient de l'autre côté par B' et A' si l'on choisit des impédances symétriques. Ceci donne en D une impédance :

$$Z_D = \frac{Z_2^2 \ (Z_1^2 + Z_o^2)}{2Z_1^2 Z_o}$$

On s'aperçoit qu'il suffit de faire $Z_1 = Z_2 = Zo$ pour avoir $Z_D = Zo$.

Contrairement à l'anneau hybride classique, l'impédance est égale dans tous les tronçons de l'anneau et cette impédance n'est autre que celle des transitions guide-coaxial et des sorties.

III-2.3. Réalisation pratique

Il reste à réaliser techniquement un tel analyseur. Il semble pratique de le construire dans le même plan que les transitions guide-coaxial. Un anneau de forme circulaire conduit à des liaisons transitions-anneau de formes compliquées et nous avons préféré un système fait uniquement de sections de droites : Fig. 8.

La bande passante demandée à l'époque de la construction était de quelques MHz (rappelons qu'il s'agissait d'une observation interférométrique à très grande base, sur les raies centrales 1665 et 1667 uniquement).

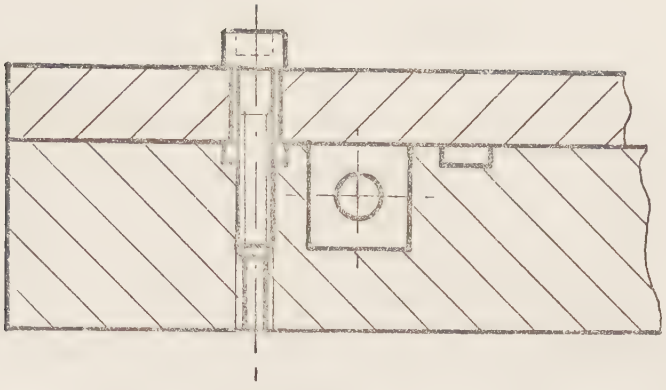
Des longueurs d'ondes ont alors été ajoutées au schéma pour permettre de loger facilement l'anneau autour du guide carré. La longueur de l'anneau correspond à 7λ au lieu de 2λ minimum.

Une étude préalable a été faite à 6 cm de longueur d'onde, le matériel étant disponible et l'encombrement réduit.
Cette étude a permis :

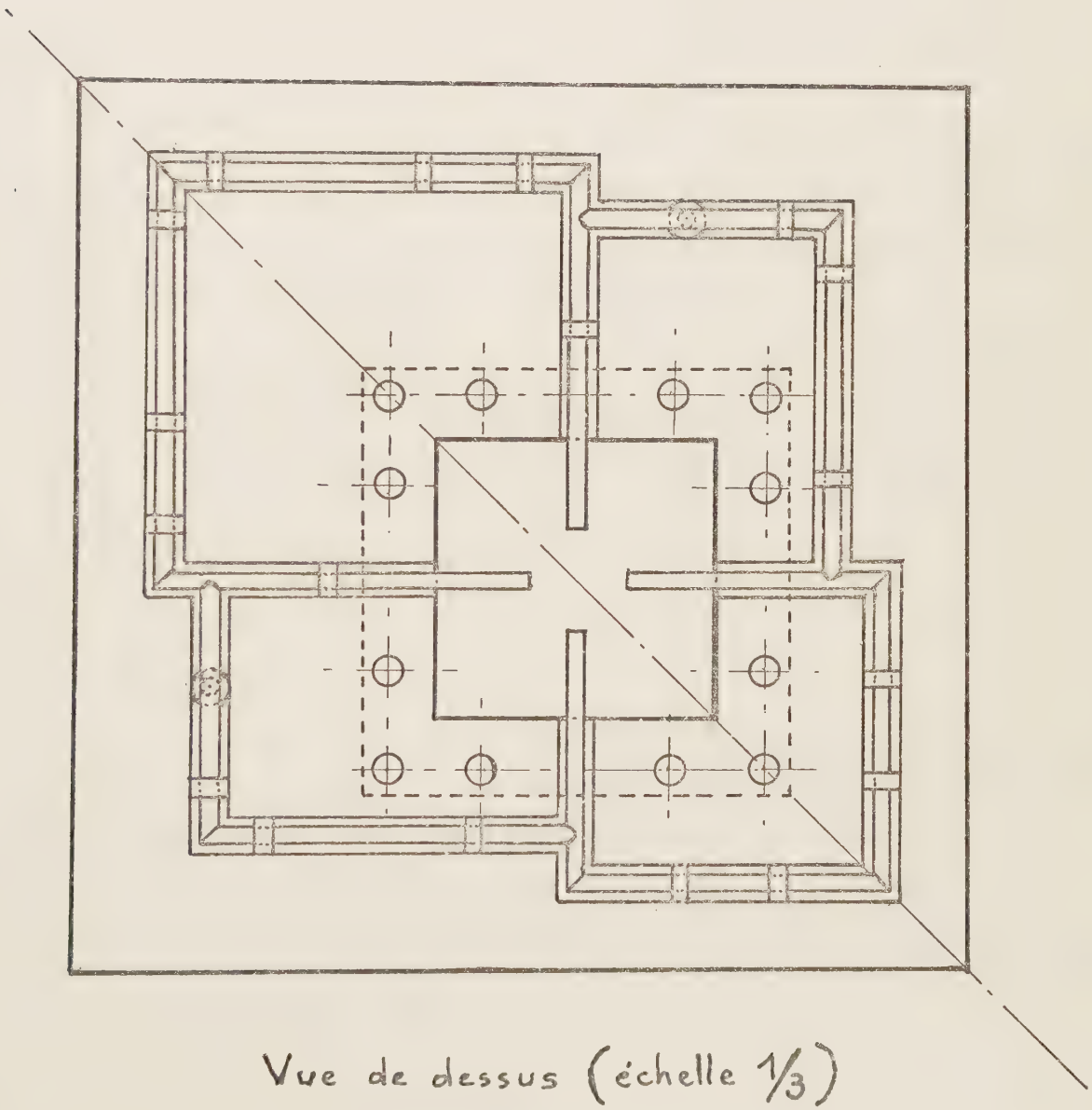
1) de rechercher la géométrie optimale d'une, puis de quatre transitions guide-coaxial.

2) de déterminer la position correspondante du court circuit de fin de guide.

3) de compenser les effets parasites venant principalement
- des coudes à angles droits employés.
- des supports du conducteur intérieur du coaxial.



Coupe du coaxial utilisé (échelle 1)



Vue de dessus (échelle 1/3)

Fig. 8 Réalisation pratique de l'analyseur.

La maquette, dont beaucoup de dimensions étaient ajustables, a finalement donné lieu, après agrandissement, à la réalisation définitive.

Le coaxial est fraisé dans une plaque de laiton. Le couvercle plan forme ainsi un coaxial dont le conducteur extérieur est de section carrée : 13,5 x 13,5 mm. Le conducteur central est réalisé avec une tige de laiton de 6 mm de diamètre. L'impédance de la ligne est alors de 50 Ω [1] .

Le conducteur central est maintenu par des supports en téflon de 4 mm de large ; 18 supports sont répartis symétriquement sur l'ensemble de l'anneau en des points correspondant à des multiples de $\lambda/4$ et en supprimant un support lorsqu'il est précédé de deux supports distants de $\lambda/4$.

Les deux sorties, droite et gauche, sont prises perpendiculairement au plan de l'anneau. Des pièces adaptatrices permettent de raccorder des câbles à air de gros diamètres : prise EIA pour câble Gedelex 15-50 dont les pertes à 1660 MHz sont de 0,04 dB par mètre.

Toutes les pièces en laiton ont été traitées contre l'oxydation après argenture. L'ensemble est fixé directement à la sortie de l'antenne (le guide carré a une longueur de 104 mm) en intercalant une feuille de téflon de 5/10 mm d'épaisseur qui empêche la pénétration d'insectes et de poussières à l'intérieur du circuit.

III-2.4. Résultats

Signalons d'abord que la position de chaque support du conducteur central peut être modifiée ; son épaisseur peut être également légèrement augmentée. Ceci revient à disposer sur certaines portions de lignes de mini-transformateurs d'impédance $\frac{Z_o}{\sqrt{\varepsilon}} = 34,5\ \Omega$ sur une longueur électrique $l_o\sqrt{\varepsilon}$ (l_o:longueur physique). De légers ajustements de l'impédance et de la phase aux points de jonction permettent un réglage fin du T.O.S. de chaque sortie et de la réjection entre ces sorties.

Il est ainsi possible par tâtonnement de compenser les légères désadaptations et d'obtenir des T.O.S. de sortie excellents :

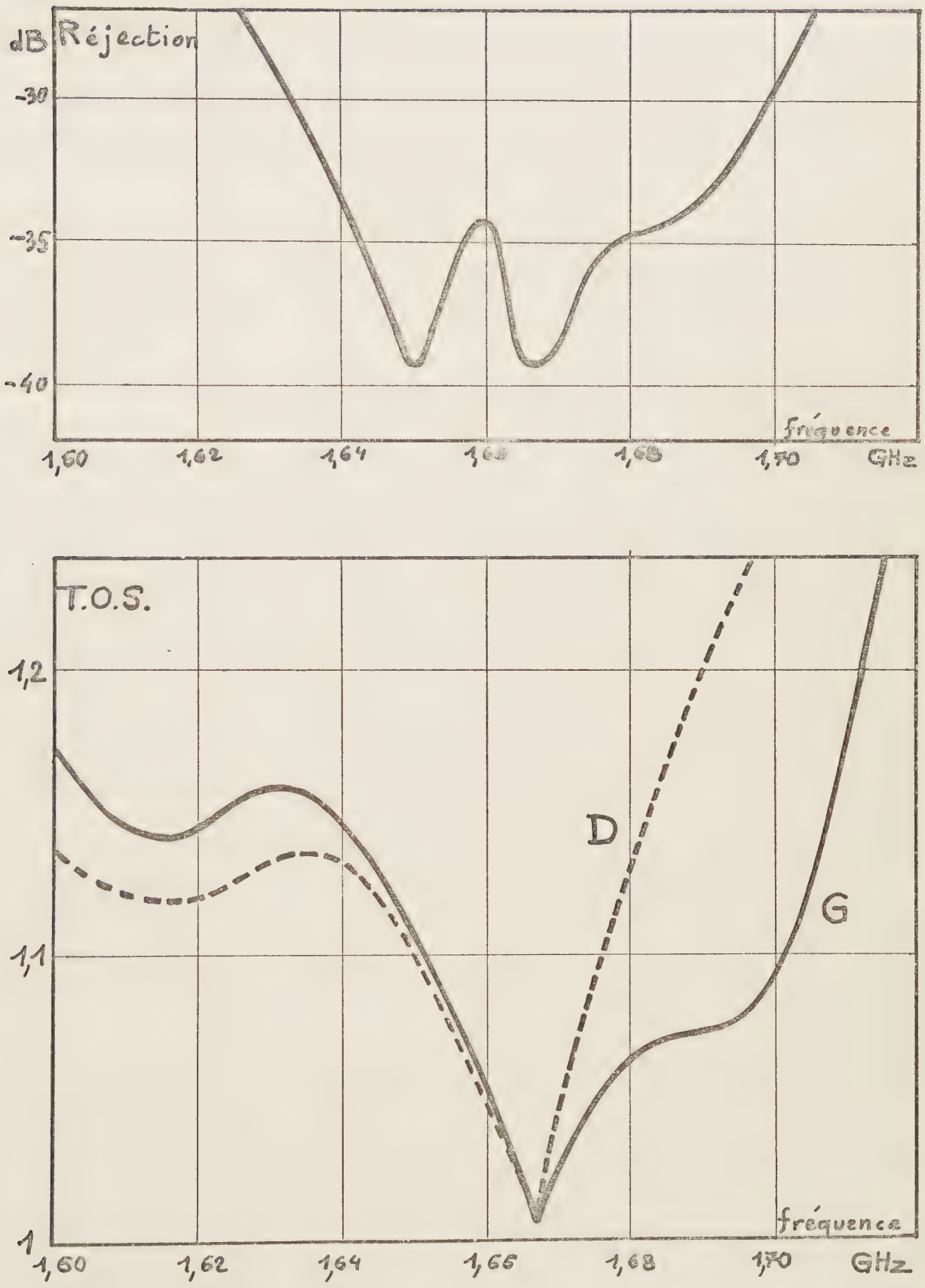


Fig. 9 T.O.S des sorties après le cable de liaison et réjection entre les deux sorties.

($\leqslant$ 1,01 à la fréquence désirée) sur des bandes relativement étroites ($\leqslant$ 1,05 sur 10 MHz en D et 15 MHz en G). La réjection, qui peut être mesurée comme l'énergie qui ressort en polarisation D lorsque l'on envoie un signal en polarisation G et réciproquement, est inférieure à -35 dB sur ces mêmes bandes (Fig. 9).

Parallèlement à ce réglage il faut s'assurer du bon fonctionnement en analyseur de polarisation circulaire car un couplage ou un déphasage entre les polarisations V et H rend ce fonctionnement défectueux.

La mesure consiste à envoyer une polarisation rectiligne au moyen d'une antenne coin (doublet placé devant un dièdre conducteur et adapté par transformateur dissymétrique - symétrique). Cette antenne est fixée sur le miroir fixe, dans l'axe du lobe de l'antenne focale. En faisant tourner l'antenne autour d'un axe perpendiculaire au doublet, on change la direction de la polarisation rectiligne. Un fonctionnement correct doit donner des niveaux de sorties droite et gauche égaux, indépendants de l'angle de la polarisation rectiligne.

Etudions le cas où il se produit uniquement un déphasage entre V et H. Cas que nous avons réellement rencontré, l'antenne employée n'étant pas semblable suivant les plans H et V.

Si α est l'angle que fait la direction de la polarisation rectiligne avec l'horizontale, les tensions suivant H et V sont respectivement :

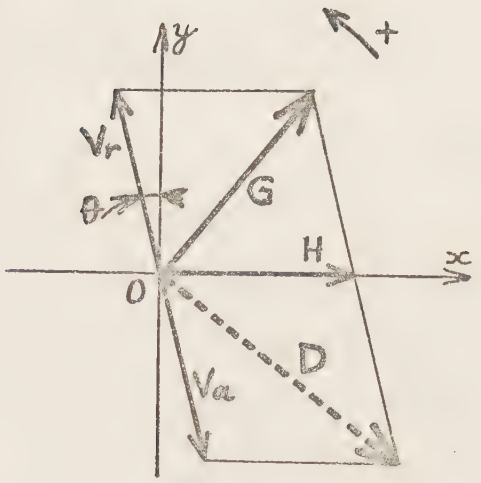
$$H = a \cos \omega t \cos\alpha$$
$$V = a \cos \omega t \sin\alpha$$

Si θ est l'angle de déphasage entre V et H, H étant pris comme référence, on a Fig. 10 a):

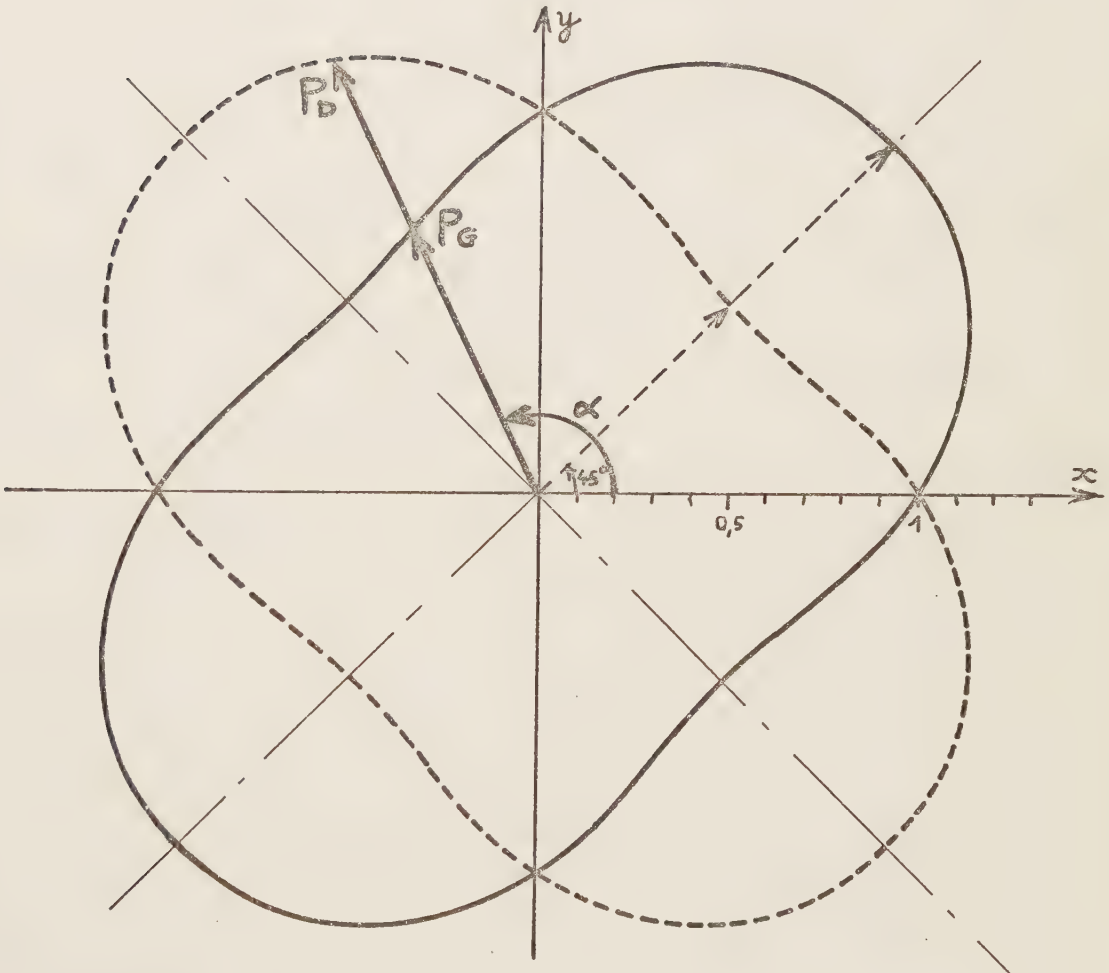
$$|G|^2 = |H|^2 + |V_r|^2 - 2|H.V_r| \cos (\pi - \widehat{H,V_r}) \quad \text{avec } \widehat{H,V_r} = \frac{\pi}{2} + \theta .$$

$$|G| = a (\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha - 2 \cos \alpha \sin \alpha \sin \theta)^{1/2} = a (1 - \cos 2\alpha \sin \theta)^{1/2}$$

de même $$|D| = a (1 + \cos 2\alpha \sin \theta)^{1/2}$$



a) notations utilisées.



b) Puissances reçues en fonction de la direction de la polarisation rectiligne émise (pour $\theta = -18°$)

Fig. 10 Action d'un déphasage entre V et H.

Si l'on s'intéresse aux puissances moyennes et si l'on normalise la puissance émise :

$$P_G = 1 - \sin\theta \sin 2\alpha$$

$$P_D = 1 + \sin\theta \sin 2\alpha$$

Ce sont des courbes de la même famille que la Lemniscate de Bernouilli (cas ou $\theta = \frac{\pi}{2}$), voir Fig. 10.b) pour $\theta = -18°$.

L'excentricité de la courbe est $e = \frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}} = \frac{1 + \sin\theta}{1 - \sin\theta}$. Elle peut être mesurée par le rapport $\frac{P_D}{P_C}$ pour $\alpha = \frac{\pi}{4} + k\pi$ et permettre de connaître le déphasage.

La compensation de ce déphasage a été ajustée en introduisant du téflon dans les deux lignes reliant les transitions verticales à l'anneau. Les courbes des puissances G et D en fonction de α sont finalement confondues et circulaires, à l'erreur de mesure près (0,2 dB soit 5%).

Une vérification supplémentaire fut faite en utilisant deux antennes d'émissions hélicoïdales émettant une onde polarisée circulairement à près de 100%.

Enfin, la vérification définitive a été obtenue par l'observation de sources radioastronomiques déjà connues :

- Des sources **thermiques, non polarisées**, pour vérifier l'égalité des rendements entre droite et gauche : différence <2%

- Des sources entièrement polarisées circulairement (tel W3 qui possède à 1665 MHz une raie correspondant à 150°K en polarisation G). En polarisation D aucun signal n'était décelable au bout d'une heure, c'est à dire qu'il était inférieur à 0,1°K. Ceci correspond à une réjection meilleure que 30 dB.

La mesure des pertes introduites par l'analyseur n'est pas possible directement, car nous n'avons pas le moyen de connaître l'amplitude du signal au niveau des transitions guide-coaxial. L'augmentation du bruit peut cependant nous renseigner.

Nous avons une approximation du bruit moyen à la sortie de l'antenne : 35°K, par analogie avec une antenne 21 cm étudiée plus en détail. Le bruit à l'entrée du paramétrique est de 55°K, les 20°K de différence sont dus à l'atténuation L telle que 300 (L-1) = 20 soit

L = 1,066 ou 0,28 dB.
Il faut retirer l'atténuation due aux liaisons analyseur-paramétrique, 1 mètre de câble et 3 connecteurs, soit $\simeq$ 0,2 dB.

Il reste des pertes de l'ordre de 0,1 dB pour l'analyseur seul. Ceci est un résultat satisfaisant, même si l'on prend en compte le manque de précision de cette évaluation.

Après une série d'observations utilisant le réglage optimum de l'analyseur, les objectifs scientifiques ont changé (cf. § I-2). Il devenait important d'observer les raies satellites de la molécule OH : 1612 et 1720 MHz.

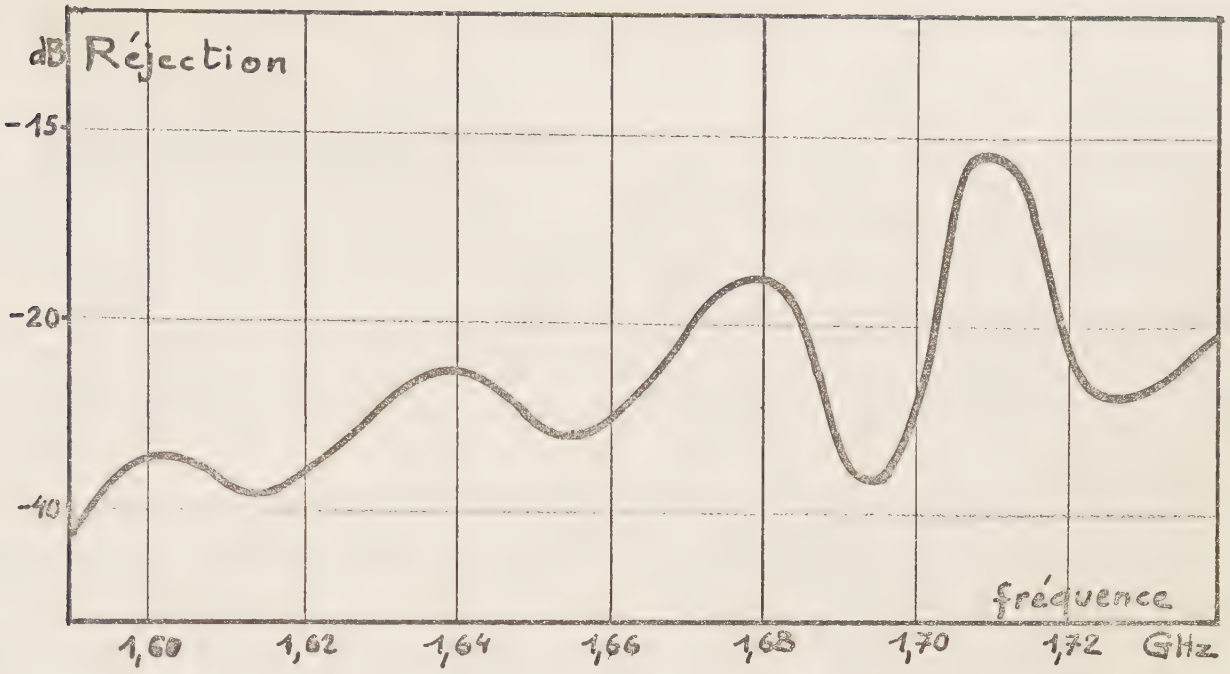
La longueur de l'anneau interdisait à priori d'avoir une bonne adaptation sur l'ensemble des fréquences. Cependant un réglage plus minutieux de la position des supports internes a permis de rendre l'adaptation acceptable (T.O.S. $\leq$ 1,1) à 1612 MHz pour la polarisation G, et à 1720 pour la polarisation D. A 1665 et 1667 MHz, les qualités des deux sorties sont légèrement détériorées, surtout en ce qui concerne la réjection, celle-ci restant cependant $<$ - 20 dB. Fig.11.

L'ensemble permet d'obtenir des résultats convenables depuis plusieurs années et reste utilisé en attendant une refonte du système : les transitions, un hybride large bande et les amplificateurs paramétriques étant refroidis dans une même enceinte.

III-3. AMPLIFICATEUR PARAMETRIQUE

Dans la poursuite de l'amélioration du récepteur nous avons été amenés à construire un amplificateur paramétrique remplaçant celui fourni initialement par les soviétiques. Ce dernier avait une température de bruit propre de 140°K et il devait être relié à l'antenne par des transitions entre des prises d'origines différentes. Ces transitions introduisaient un supplément de bruit et des instabilités de gain.

Entre temps un amplificateur paramétrique construit par la firme Micromega nous a été prêté par le Max Planck Institut de Bonn et nous a permis de concentrer en priorité nos efforts sur les autres parties du récepteur. Cet amplificateur qui comprend deux étages, a une température de bruit propre de 70°K et une bande de 20 MHz accordable de 1610 à 1725 MHz avec un gain de 25 dB.



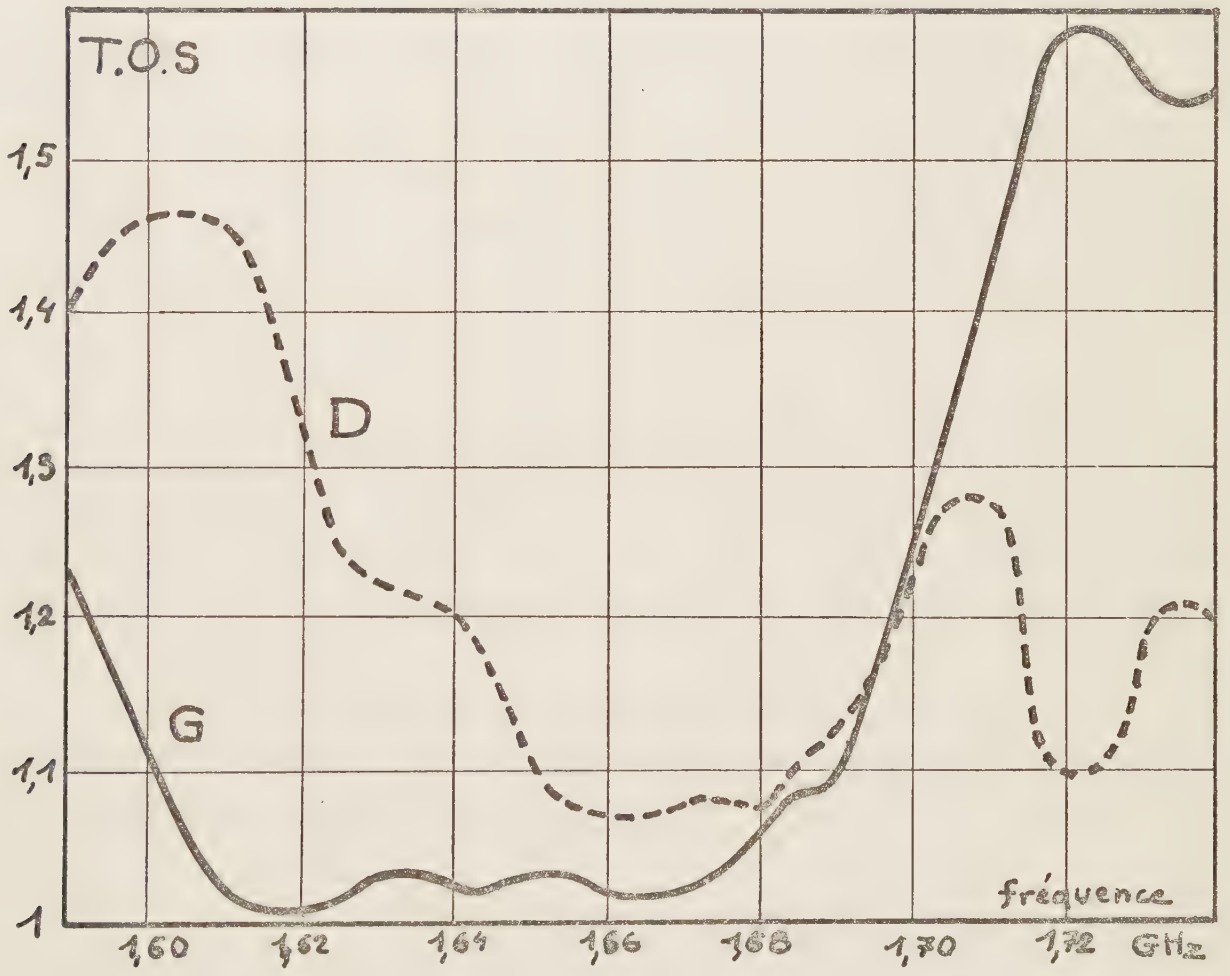


Fig. 11 T.O.S et réjection après réglage pour l'utilisation sur quatres raies.

III-3.1. Choix du type d'amplificateur

La construction d'un amplificateur paramétrique implique au départ un choix entre les nombreux types existants. Ce choix a été ici facilité par le fait qu'une équipe du département de radioastronomie venait de réaliser une série d'amplificateurs à large bande (500 MHz) centrée sur 4850 MHz, le bruit étant inférieur à 150°K pour 13 dB de gain [2] .

L'auteur de l'étude, G. Beaudin, donne une méthode simple du calcul d'un tel amplificateur. En adaptant cet exemple au problème qui nous intéresse, nous avons essayé d'obtenir une bande de 110 MHz centrée autour de 1666 MHz et une température de l'ordre de 70°K pour un gain supérieur à 25 dB en deux étages.

Dans ce cas la bande du paramétrique couvre les quatre raies observables en OH : 1612, 1665, 1667, 1720 MHz. Aucune intervention sur le paramétrique n'est nécessaire pour changer de raie, et il est maintenant possible d'observer en même temps deux raies très espacées. Pour cette dernière raison, le signal amplifié est divisé afin d'être transmis à deux mélangeurs recevant des fréquences d'oscillateur local différentes.

Deux filtres de 20 MHz de largeur de bande, dont la fréquence centrale peut être déplacée manuellement sur toute la bande du paramétrique, sont insérés entre le séparateur et les deux mélangeurs. Fig.12. En effet, la moyenne fréquence étant ici de 48 MHz, il peut se faire que la fréquence image soit amplifiée (par exemple : fréquence utile : 1720 MHz, fréquence image : 1624 MHz.) Chaque filtre limite la bande autour de la fréquence choisie.

Précisons que le choix qui a été fait est celui d'un amplificateur paramétrique non dégénéré à circuit symétrique, c'est-à-dire utilisant deux diodes varactors appariées.

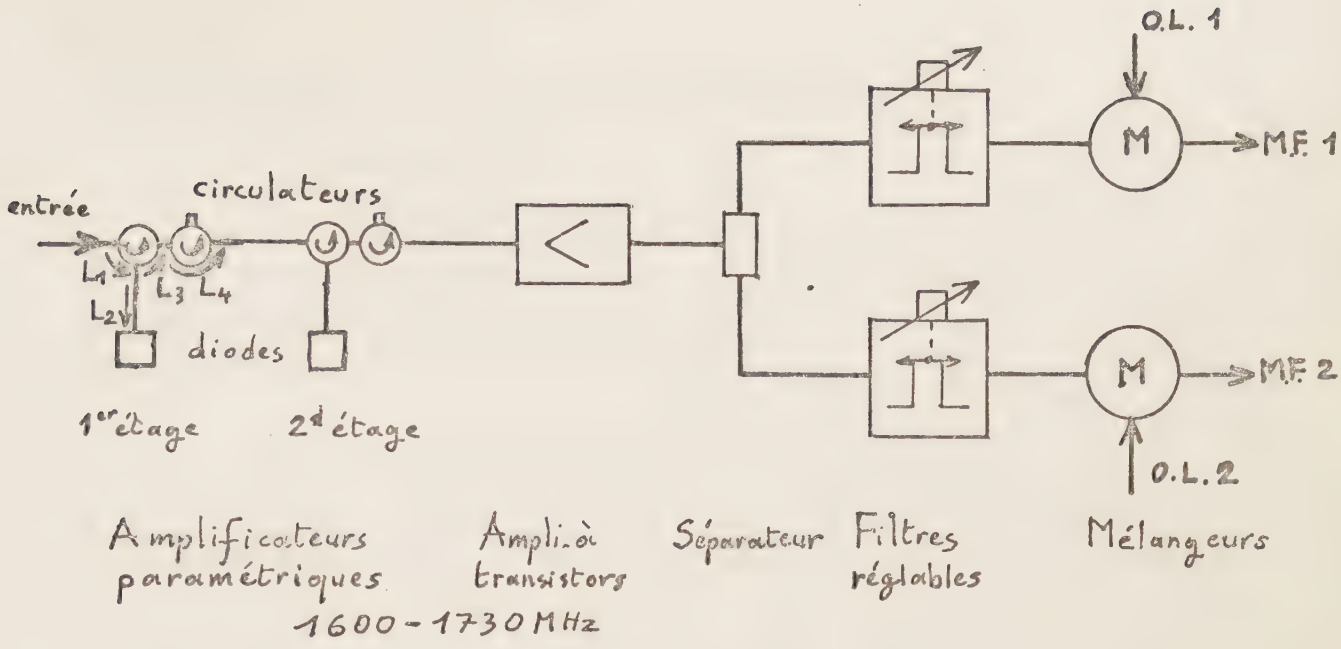


Fig. 12 Schéma utilisé après un amplificateur large bande.

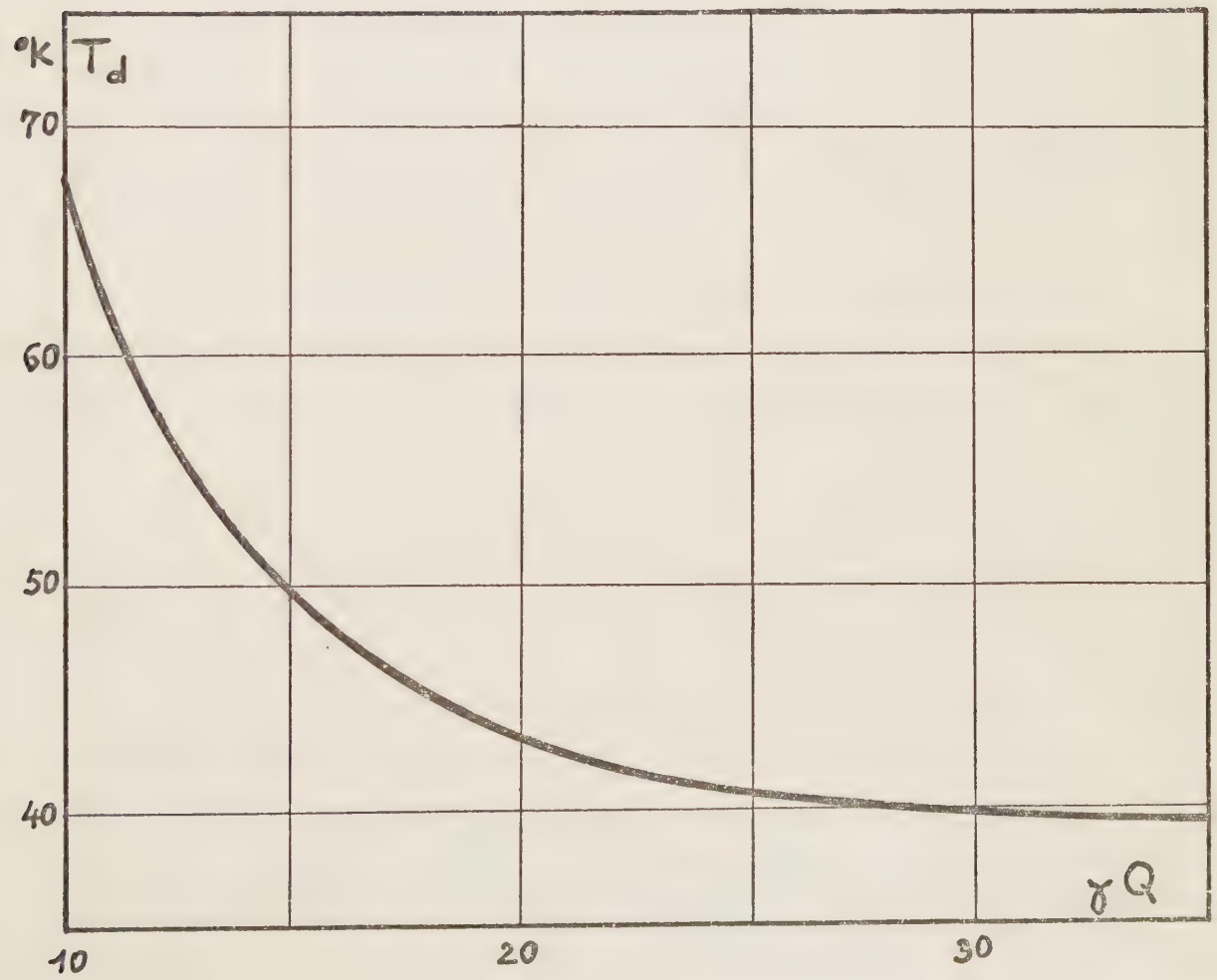


Fig. 13 Température de bruit due aux diodes en fonction du facteur γQ

III-3.2. Points particuliers, dispositifs originaux.

a) Choix des diodes :

Pour faire une comparaison entre les différentes diodes proposées par plusieurs constructeurs, il est utile de se rendre compte de l'influence du prix d'achat des diodes sur le bruit de l'amplificateur.

Dans le domaine qui nous intéresse les diodes sont issues d'une même technologie : il s'agit de diodes de type Mesa à l'arseniure de gallium réalisées par diffusion P^+ sur épitaxie NN^+

En première approximation le bruit dû à la diode est

$$Td = 300 \frac{1 + \alpha}{(\gamma Q)^2 \alpha - 1} + \alpha \quad [2]$$

Nous examinerons l'un après l'autre les deux termes α et γQ

i) $\alpha = \frac{fs}{fi}$ avec fs : fréquence signal = 1,66 Ghz et fi = fréquence idler. Avec les meilleurs boîtiers standards (C = 0,2 pF et L = 0,15 mH), et avec une capacité de jonction $C_{jo} \simeq 0,4$ pF, nous pouvons prévoir que la fréquence idler se situera aux alentours de 13 GHz et prendre : $\alpha \simeq \frac{1,66}{13} \simeq 0,13$ avec une bonne approximation.

ii) Le produit γQ considéré comme le facteur de mérite du varactor [3] permettra de relier le prix de la diode à son bruit. Nous pouvons déjà tracer la variation de Td en fonction de γQ : Fig. 13.

Dans le terme γQ :

* $\gamma = \frac{C_1}{2C_o}$, C_o et C_1 étant les deux premiers coefficients de la décomposition en série de Fourier de la capacité de la diode modulée à la fréquence de pompe f_p :

$$C(t) = C_o - C_1 \cos 2\pi f_p t + C_2 \cos 4\pi f_p t + \ldots$$

γ est peu différent d'une diode à l'autre [4] $\gamma \simeq 0,25$

* Q dépend de la fréquence de coupure de la diode non polarisée : f_{CO} car $Q = \frac{f_{CO}}{fs}$. Pour un même boîtier, le prix de la diode est directement lié à la fréquence de coupure.

La Fig. 14 donne une partie de la courbe tracée à partir du prix moyen de 6 diodes (quantité nécessaire à un projet à 2 étages) en fonction de f_{CO} donc de γQ

Lorsque f_{CO} n'est pas donné par le constructeur, nous avons utilisé l'approximation valable pour l'arséniure de gallium :

$$f_{CO} = \frac{f_{C-6}}{(1+\frac{6}{0,5})^{1/3}}$$

f_{C-6} (fréquence de coupure pour une polarisation de -6V) est toujours donnée.

En partant des deux courbes précédentes, nous déduisons celle de la Fig. 15 qui donne le bruit au niveau des diodes en fonction du prix de celles-ci. Il est maintenant possible de déterminer un point de la courbe en fixant une limite au prix correspondant à une amélioration de 1°K. En choisissant de ne pas dépasser 3 KF pour 1°K. (à rapprocher du choix fait au § II-4.2 pour la réduction du bruit de sol), nous trouvons que γQ doit être d'environ 24 soit

$$f_{CO} \simeq \frac{24}{0,25} \times 1,66 = 160 \text{ GHz} \quad \text{où } f_{C-6} = 370 \text{ GHz}$$

Nous avons ainsi arrêté notre choix sur des diodes à arséniure de gallium Alfa-Industrie n° 6322-66. en boîtier 082 (équivalent au F 54) dont les spécifications sont les suivantes :

f_{C-6} = 360 GHz minimum f_{CO} = 160 GHz

C_{jo} = 0,38 ± 0,02 appariées à ± 0,003 pF.

$\Delta NC_j = 0,55$ $\left(\Delta NC_j = \frac{C_{jo} - C_{j-6}}{C_{jo}}\right)$

boîtier : C = 0,215 pF, L = 0,15 nH

La vérification des caractéristiques des diodes reçues s'est accompagnée de la mesure de la variation de la capacité de jonction en fonction de la polarisation. On en tire par intégration graphique C_o et C_1 d'où $\gamma = \frac{0,18}{2 \times 0,36} = 0,25$

La résistance série du varactor est

$$R_s = \frac{1}{2\pi f_{CO} C_o} = 2,8\ \Omega$$

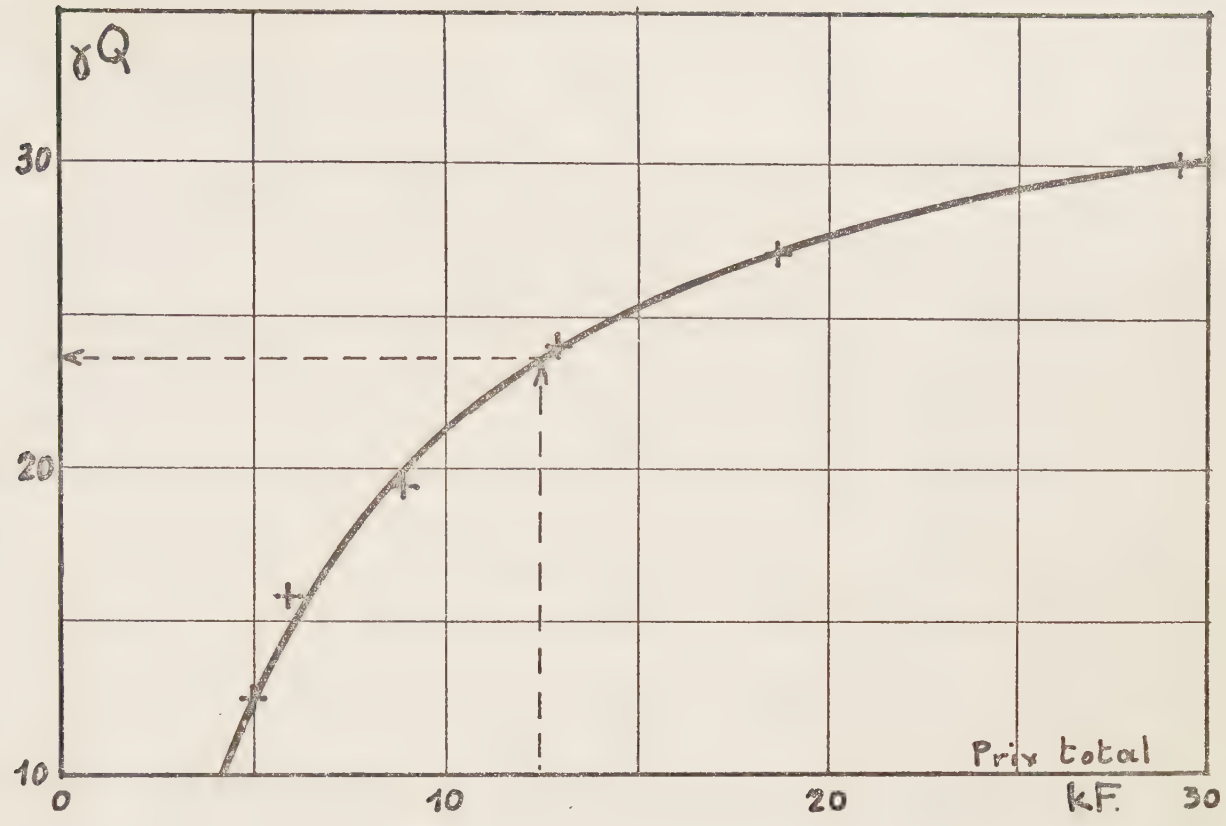


Fig. 14 Facteur γQ en fonction du prix total des diodes.

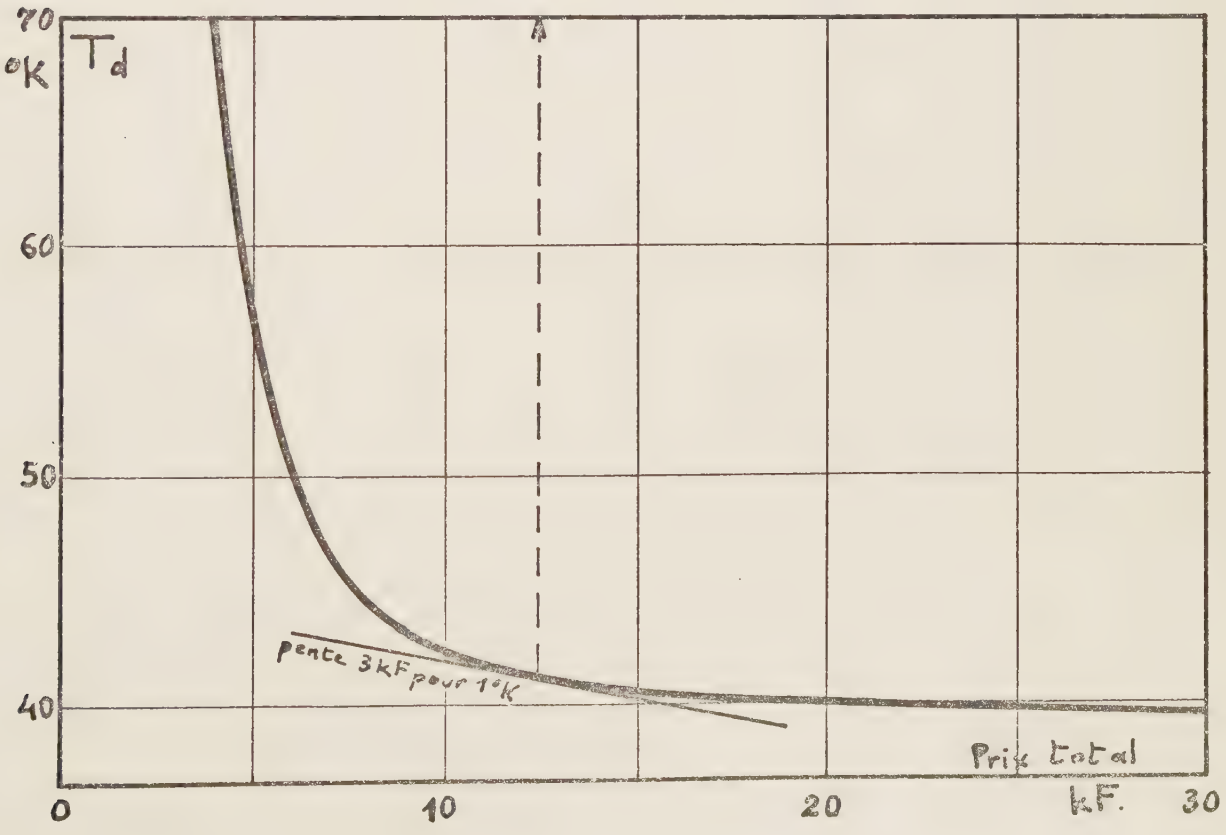


Fig. 15 Choix des diodes : Température en fonction du prix

Le coefficient de surtension est Q = 95.

La mesure d'une des diodes, dans un circuit simulant l'environnement du montage futur, a permis d'essayer plusieurs dispositions de la diode par rapport aux parois du guide de pompe et plusieurs hauteurs de ce guide. Dans le montage choisi, les variations de la réactance de la diode sont données par la courbe a) Fig. 16. On trouve une fréquence de résonnance de 12,7 GHz donc une fréquence de pompe de 14,36 GHz.

$$\alpha = \frac{1,66}{12,7} = 0,13 \text{ et le bruit de diode sera}$$

$$T_d = 300 \left(\frac{1,13}{(24)^2\ 0,13-1} + 0,13\right) \qquad T_d = 43°K$$

En faisant intervenir les autres éléments du paramétrique, Fig. 12 :

L_1 : pertes entre la porte d'entrée du circulateur et la porte à laquelle est branché l'amplificateur : 0,25 dB.

L_2 : pertes dans le circuit signal : 0,05 dB

L_3 : pertes entre la porte amplificateur et la porte sortie 0,25 dB

L_4 : pertes dans le circulateur de liaison (4 portes): 0,25 dB

Pour un amplificateur ayant un gain G = 12 dB, le bruit devient :

$$T_{A1} = T_o\left[L_1 - 1 + L_1(L_2 - 1) + \frac{L_1L_2\ (L_2 - 1) + L_1L_2^2\ (L_3 - 1) + L_1L_2^2L_3(L_4 - 1)}{G}\right]$$

$$+ T_d\ L_1L_2$$

$$T_{A1} = 70°K$$

avec deux étages identiques :

$$T_{A2} = T_{A1}\left(1 + \frac{L_1\ L_2^2\ L_3\ L_4}{G}\right) = 75°K$$

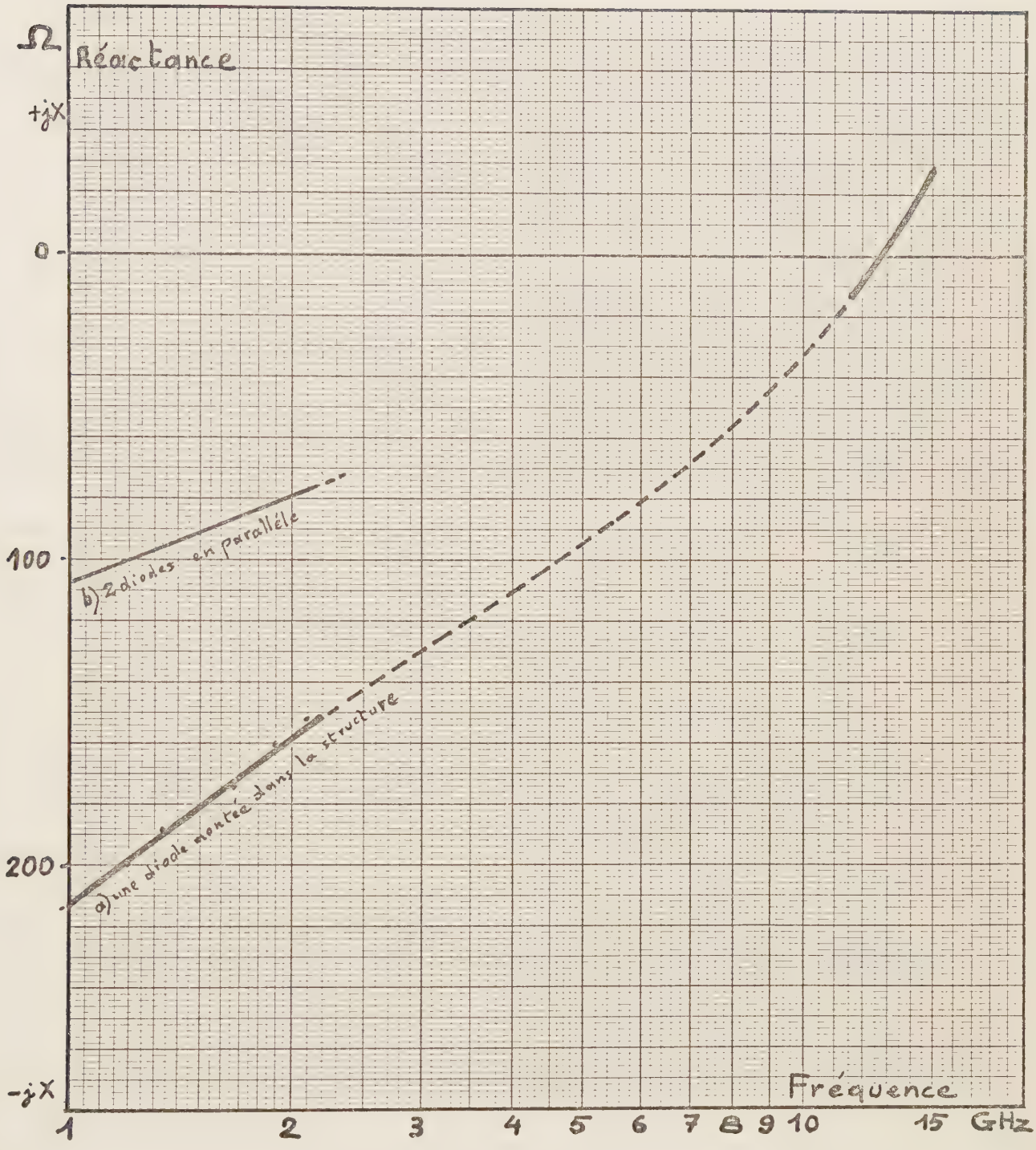


Fig. 16 Réactance des diodes.

b) Blocage des diodes

Le tronçon de ligne réalisant l'accord signal devrait avoir une longueur de l'ordre de 0,21 λ soit 38 mm, s'il était constitué d'une ligne d'inpédance 50Ω . Pour réduire cette longueur, on utilise un fil ayant 0,2 mm de diamètre enroulé autour d'un support en plexiglass (ε = 2,4) de section carrée (2,5 mm)^2. L'impédance de la ligne est de l'ordre de 110Ω [1].

Un diagramme de Smith normalisé à cette impédance Fig.17 permet de représenter l'impédance correspondant aux deux diodes montées dans la structure. La résistance R est égale à : $(\chi\Omega)^2 \left(\frac{f_s}{f_i} - 1\right) \frac{R'_s}{2}$ [5] où R'_s est la résistance série apparente d'une diode :

$$R'_s = \frac{R_s}{\left(1 + \frac{C_p}{C_o}\right)^2} = \frac{2,8}{\left(1 + \frac{0,4}{0,36}\right)^2} = 0,63\ \Omega$$

(C_p : capacité parasite en parallèle sur C_o et R_s)

donc $R = (24)^2\ (0,13 - 1)\ \frac{0,63}{2} = 23\ \Omega$.

La réactance est donnée directement par la courbe b) Fig.16:à 1666 MHz on a Z = 23 - j87 Ω soit z = 0,21 - j 0,79 en impédance réduite : point A Fig.17.

La longueur du fil réalisant l'accord est réduit à 0,108 λ soit 19,5 mm. La longueur physique de l'ensemble est de 7 mm. Fig.18.a).

Cette manière de réaliser l'accord signal a d'autres avantages :

i) Elle permet d'ajuster rapidement l'impédance d'accord signal sans changer la distance entre les diodes et le circulateur, donc sans usinage.

ii) Elle permet un blocage mécanique des diodes :

En effet une légère instabilité dans la position d'une diode réagit fortement sur le réglage du paramétrique. Les capacités parasites sont de l'ordre des capacités de diode et participent à l'accord.

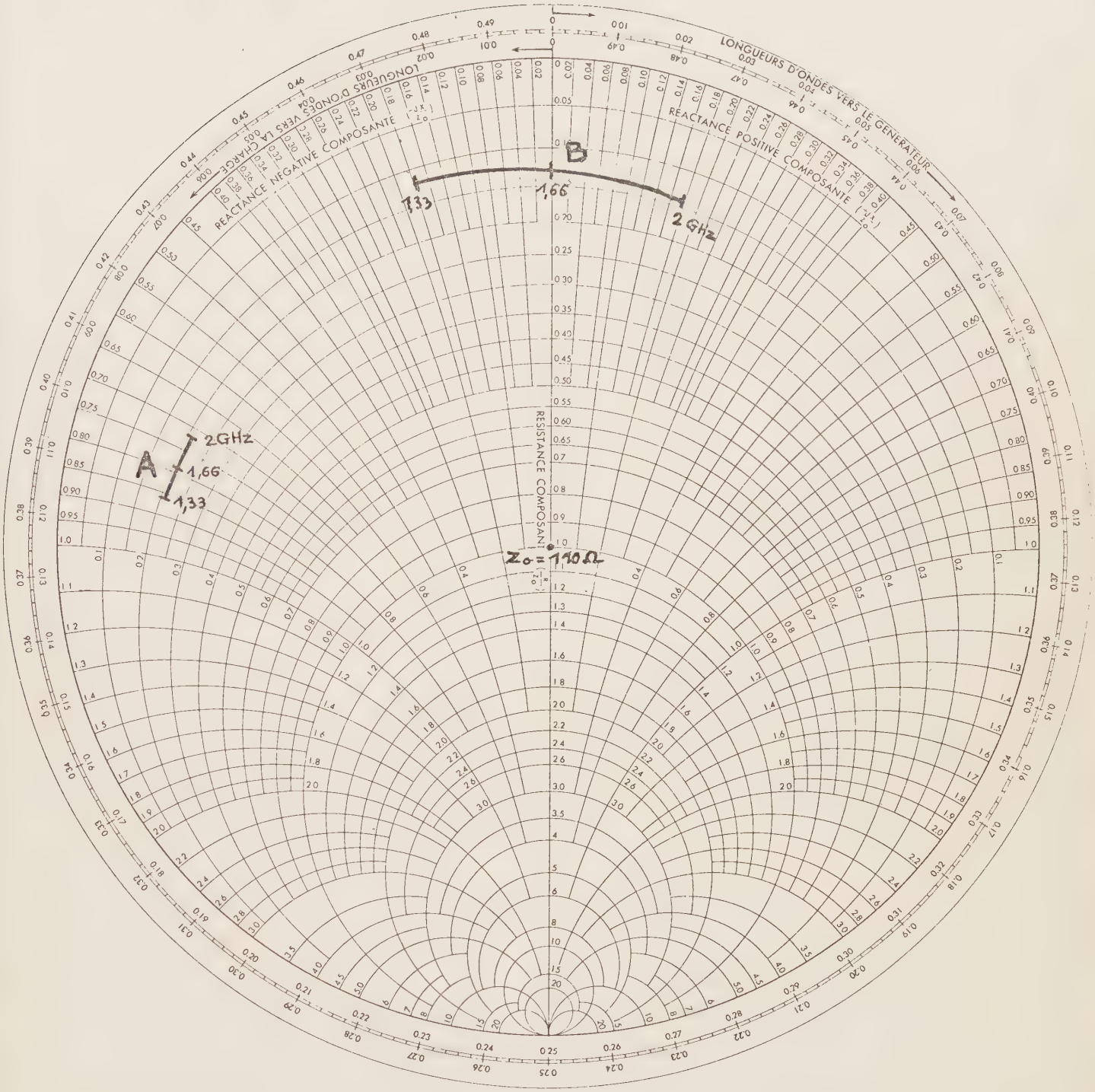


Fig. 17 Détermination de l'accord signal.

Une première précaution consiste à pincer chaque diode (qui n'a que 1,3 mm de diamètre) dans une monture bien plus grosse (6 mm de diamètre) et surtout assez longue (6 mm) pour que le guidage suivant l'axe soit précis : Fig.18.b).

Une précaution supplémentaire vient du circuit signal employé : lors du montage, le support de l'impédance d'accord (a) est poussé par le conducteur intérieur et vient en contact ferme avec l'extérieur de la diode. L'endroit où se fait le contact avec la masse du paramétrique se trouve parfaitement défini et reproductible.

Comme vérification, une fois le montage terminé, les systèmes qui poussent les supports de diode l'un vers l'autre peuvent être retirés sans changer la courbe de gain de l'amplificateur. Ces systèmes, utiles au montage, sont bien entendu conservés et renforcent l'insensibilité aux chocs.

c) Transformateurs du circuit signal

Après accord l'impédance est de l'ordre de 14,5Ω, sans composante réactive, (point B Fig.17). Il faut la transformer au niveau du circulateur en 30Ω pour avoir un gain de 12 dB.
Le circulateur étant en 50Ω :

$$G = \left(\frac{50 + Z}{50 - Z} \right)^2$$

Pour élargir la bande et favoriser les fréquences correspondant aux deux raies satellites, nous avons choisi une transformation à deux circuits décalés : le premier de longueur électrique $\frac{\lambda_1}{4}$ = 46,5 mm et d'impédance 17,5Ω favorise la fréquence 1612 MHz et transforme 14,5 en 21Ω.
Le second de longueur électrique $\frac{\lambda_2}{4}$ = 43,6 mm et d'impédance 25Ω favorise la fréquence 1720 MHz et transforme 21Ω en 30Ω. Ce dernier transformateur comporte deux petits supports en plexiglass que l'on peut déplacer extérieurement. Les transformateurs ainsi constitués permettent de rectifier légèrement la courbe de gain obtenu.

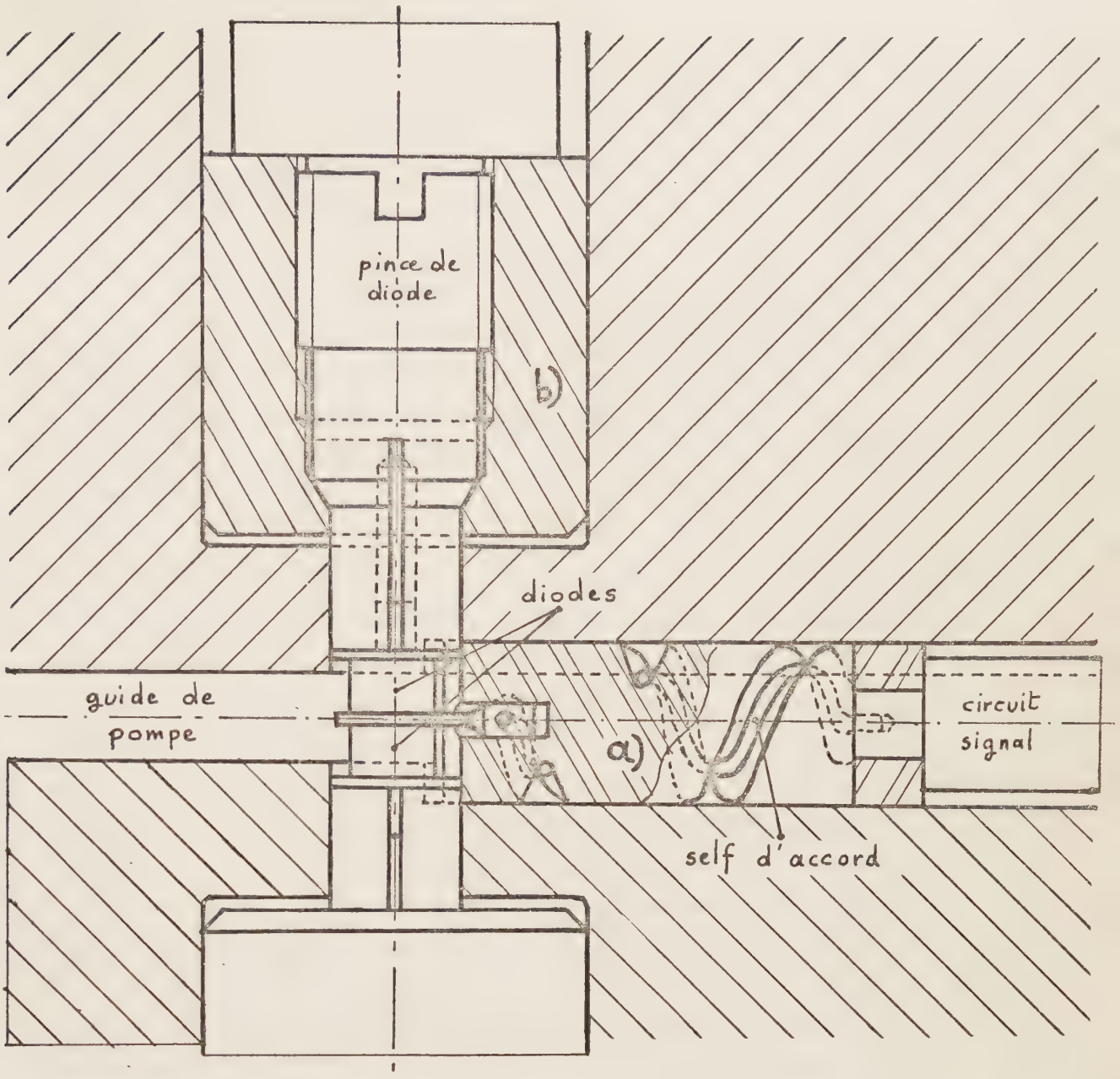
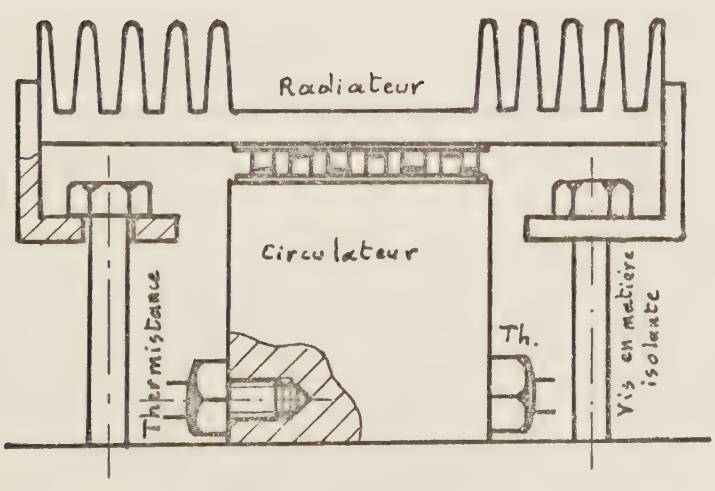


Fig.18 Dispositifs de blocage des diodes. (échelle 10)



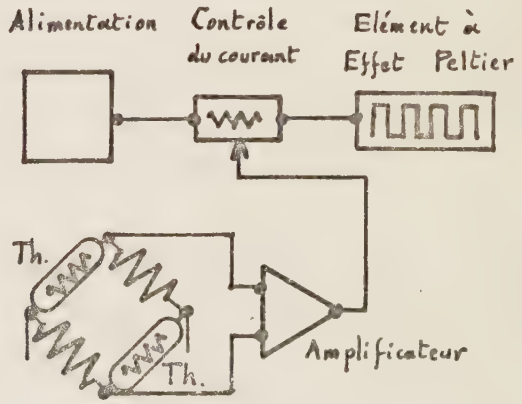


Fig.19 Thermostatisation des sources de pompe.

Un secteur de ligne à 50Ω permet de rendre symétrique sur l'abaque de Smith, la courbe donnant l'impédance du circulateur en fonction de la fréquence . Il reçoit la polarisation des diodes par un circuit découplé.

d) Thermostatisation

Pour améliorer la stabilité du gain, nous avons ajouté un dispositif de thermostatisation par effet Peltier qui s'applique sur chaque source de pompe du paramétrique. Fig.19. Ces sources sont des générateurs à effet Gunn qui seront détaillés au paragraphe suivant.

Les variations de température de chaque source sont détectées par deux thermistances formant les deux bras opposés d'un pont. La tension de déséquilibre de ce pont, après amplification, commande un circuit de puissance faisant varier le courant dans l'élément à effet Peltier correspondant. La tension d'alimentation est de l'ordre de 3 V, le courant pouvant varier de 0 à 2 A. L'intensité maximale correspond à un échange de 3 W entre les deux plaques de l'élément pour un écart de température de 15°C. Un potentiomètre permet de choisir la température d'asservissement qui est ici supérieure à la température ambiante. En effet la quantité de chaleur évacuée par l'échangeur à effet Peltier est inférieure à celle dissipée par la source de pompe, mais sa modulation permet de stabiliser la température. Les calories restantes sont évacuées par conduction thermique.

La plaque froide est directement en contact avec le circulateur de sortie de la source; celui-ci constitue la plus grande partie de l'inertie thermique nécessaire. La plaque chaude est en contact avec un radiateur refroidi par l'air extérieur qu'un ventilateur fait circuler dans le coffret de l'amplificateur paramétrique.

La température de l'air extérieur est ici celui d'une cabine déjà thermostatée à ± 1°C. Le système de thermostatisation permet de diviser par 10 cet écart au niveau de la source de pompe. La stabilité sur une heure est alors de 10^{-4} en fréquence et de $0{,}5\ 10^{-3}$ en puissance délivrée.

Au total l'amplificateur en régime stationnaire, a une stabilité de gain de 10^{-3} en une heure.

III-3.3. Réalisation pratique et résultats.

En plus des éléments particuliers déjà décrits nous pouvons donner quelques indications sur le circuit de pompe. Au niveau des diodes le guide a 1,2 mm de hauteur et 10,8 mm de largeur pour avoir une fréquence de coupure de 13,9 GHz. Il est fermé d'un côté par un court circuit d'accord à piège. Du côté opposé le filtre idler est réalisé en conservant la largeur réduite sur une longueur de 55 mm (ℓ) ce qui donne une atténuation de :

$$54{,}6\,\frac{\ell}{\lambda_i}\sqrt{\left(\frac{\lambda_i}{\lambda_c}\right)^2 - 1}$$

soit 56 dB à la fréquence idler. Un transformateur d'impédance $Z = 206\Omega$ est formé par un tronçon de 1,5 mm de hauteur sur $\frac{\lambda_g}{4}$ = 13,3 mm de longueur. Aucune vis d'accord n'est nécessaire.

La source de pompe est fournie par un générateur à effet Gunn, "Sonoma E.R.", fréquence centrale : 14,0 GHz, accordable mécaniquement sur $\pm$ 600 MHz, puissance de sortie : 200 mW pour une alimentation de 8,5 V, 0,7 A. La source comprend un isolateur à ferrite de 20 dB d'isolation. Chaque source est reliée au bloc amplificateur par un atténuateur manuel (0, -20 dB) pour régler la puissance de pompe et par un coupleur directif (-20 dB) avec détecteur pour connaître cette puissance.

La polarisation des diodes est fournie à partir de la tension d'alimentation des sources à effet Gunn (10 V, 2 A, stabilité de 10^{-4}). Le réglage se fait par bouton démultiplié sur la face avant où sont groupées les sorties de contrôles : courants varactors, puissance de pompes, thermostatisations. Les réglages de la fréquence et de la puissance de chaque pompe sont accessibles par la sortie de l'air de thermostatisation.

Les circulateurs à ferrite, fabriqués par la firme L.T.T. sont conçus pour être reliés entre eux avec le minimum de connecteurs et pour donner un encombrement réduit à l'ensemble. A la sortie du second étage d'amplification paramétrique se trouve un

amplificateur à transistors large bande "Avanteck" : 1 à 2 GHz, facteur de bruit 4,5 dB, gain de 30 dB. Il permet de s'affranchir de l'influence du reste du récepteur sur le bruit de système.

La Fig.20. nous montre ces différents éléments en place.

La bande obtenue avec les deux étages d'amplification paramétrique est donnée à la Fig.21. Pour limiter l'importance des différences de gain lors d'une détection avec modulation de la fréquence, nous avons rendu la courbe la plus plate possible autour des quatre fréquences utilisées : 1612, 1665 et 1667, 1720 MHz.

Le bruit propre aux deux étages de l'amplificateur paramétrique, moyenné sur une bande de 20 MHz, mesuré au moyen de charges chaude et froide, est de :

80 ± 3°K à 1612 MHz
80 ± 3°K à 1666 MHz
83 ± 3°K à 1720 MHz

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES III

[1] . Microwave Engineers' Handbook, vol.1. Artech.

[2] . BEAUDIN, G., 1972, Thèse d'Université. Orsay.

[3] . BLACKWELL, L.A. and KOTZEBUE, K.L. Semiconductor Diode Parametric Amplifier, 1961, Prentice-Hall, New Jersey.

[4] . KUROKAWA, K. and UENOHARA, M. : Minimum Noise Figure of the variable-Capacitance Amplifier, 1961, B.S.T.J., 41, 695.

[5] . KNETCHLI, R.C. and WEGLEIN, R.D. Low-Noise Parametric Amplifier, 1960, Proc IRE, 48, 1218.

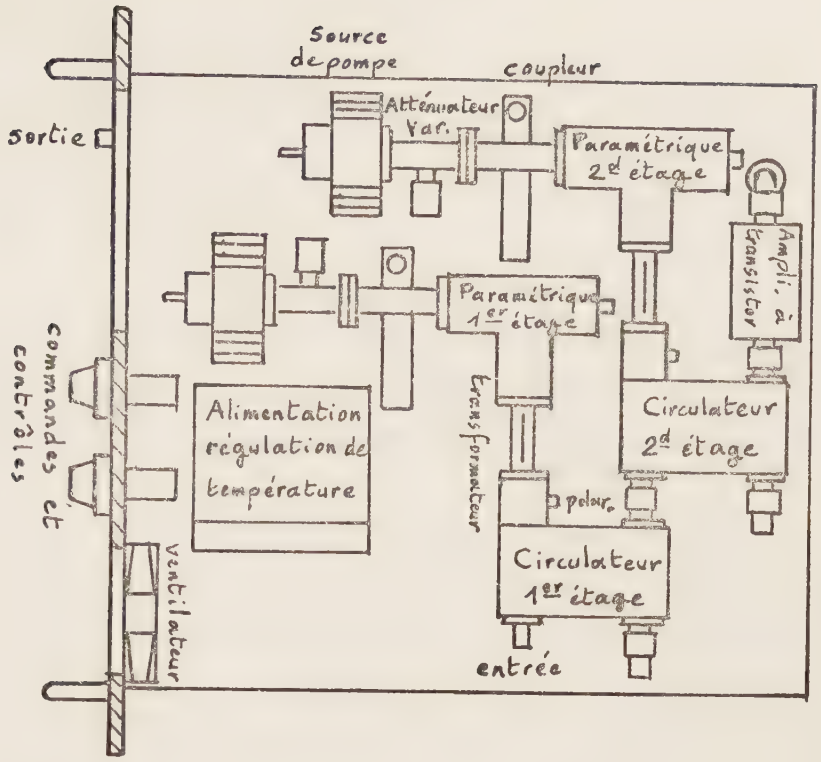


Fig.20 Implantation des éléments

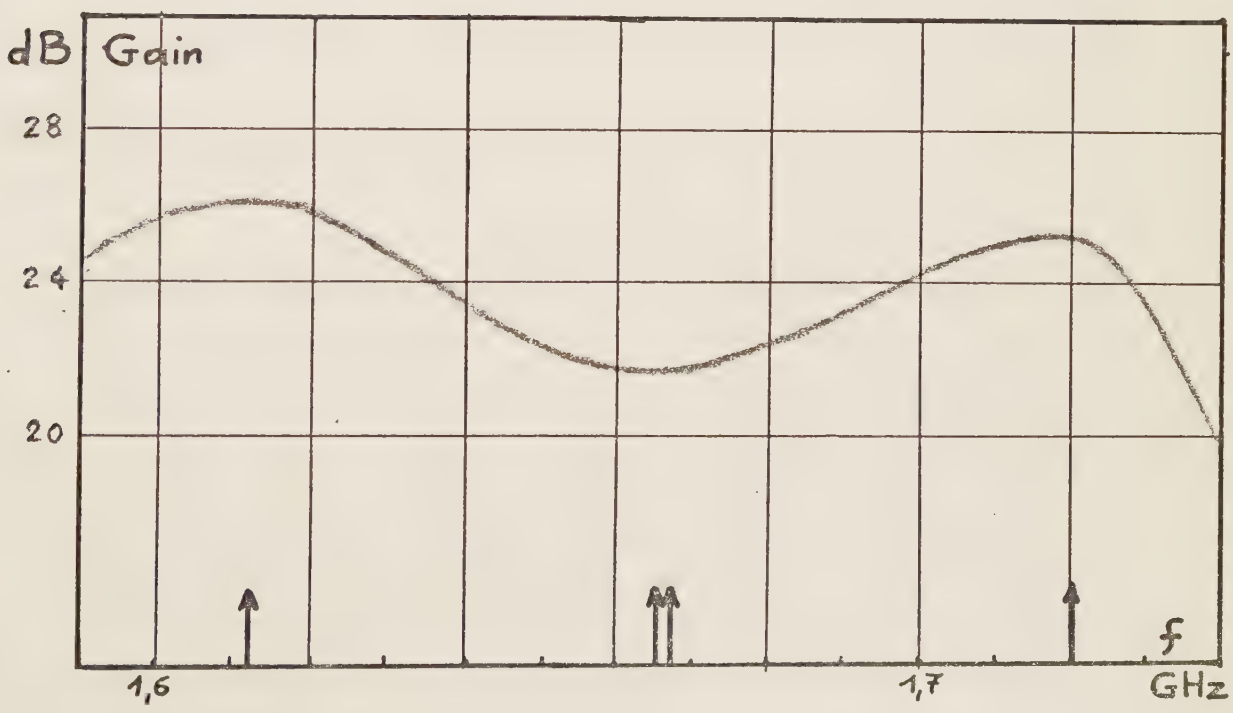


Fig.21 Gain de l'ensemble.

IV - MOYENNE FREQUENCE ET DETECTION

Le signal issu de l'antenne a été amplifié avec le souci de détériorer au minimum le rapport signal sur bruit. Il faut maintenant traiter ce signal pour en tirer les renseignements qu'il contient tels que son spectre, son intensité, ses variations.

Les objets et les caractères observés sont souvent différents et les sujets de recherches évoluent rapidement. Pour ces raisons il est nécessaire de laisser une certaine adaptabilité du récepteur à de nouvelles études : choix de plusieurs types de détection, modification du schéma du récepteur et des caractéristiques de certains éléments du circuit. Ceci est en opposition avec les conditions d'une bonne fiabilité et la recherche d'un compromis entre le délai d'installation et la qualité est constante.

IV-1 SCHEMA GENERAL

Le schéma général de la partie moyenne fréquence et détection est donné à la Fig.1. Pour plus de clarté nous n'avons pas représenté les circuits annexes que nous étudierons séparément.

IV-1.1. Eléments situés dans la cabine

Dans la cabine située sur le chariot qui porte l'antenne focale nous trouvons les premiers éléments de deux chaînes identiques d'amplification moyenne fréquence que l'on appelle par tradition J (voie Jaune) et V (voie Verte). Chacune comporte :

Un filtre à fréquence centrale réglable dans la bande 1600-1750 MHz. Sa largeur est de 20 MHz à 3 dB (60 MHz à 30 dB). Rappelons qu'il permet de choisir une bande étroite sur la bande passante de l'amplificateur hyperfréquence. Un bouton démultiplié gradué permet de choisir la fréquence sans recourir à l'emploi d'un wobulateur.

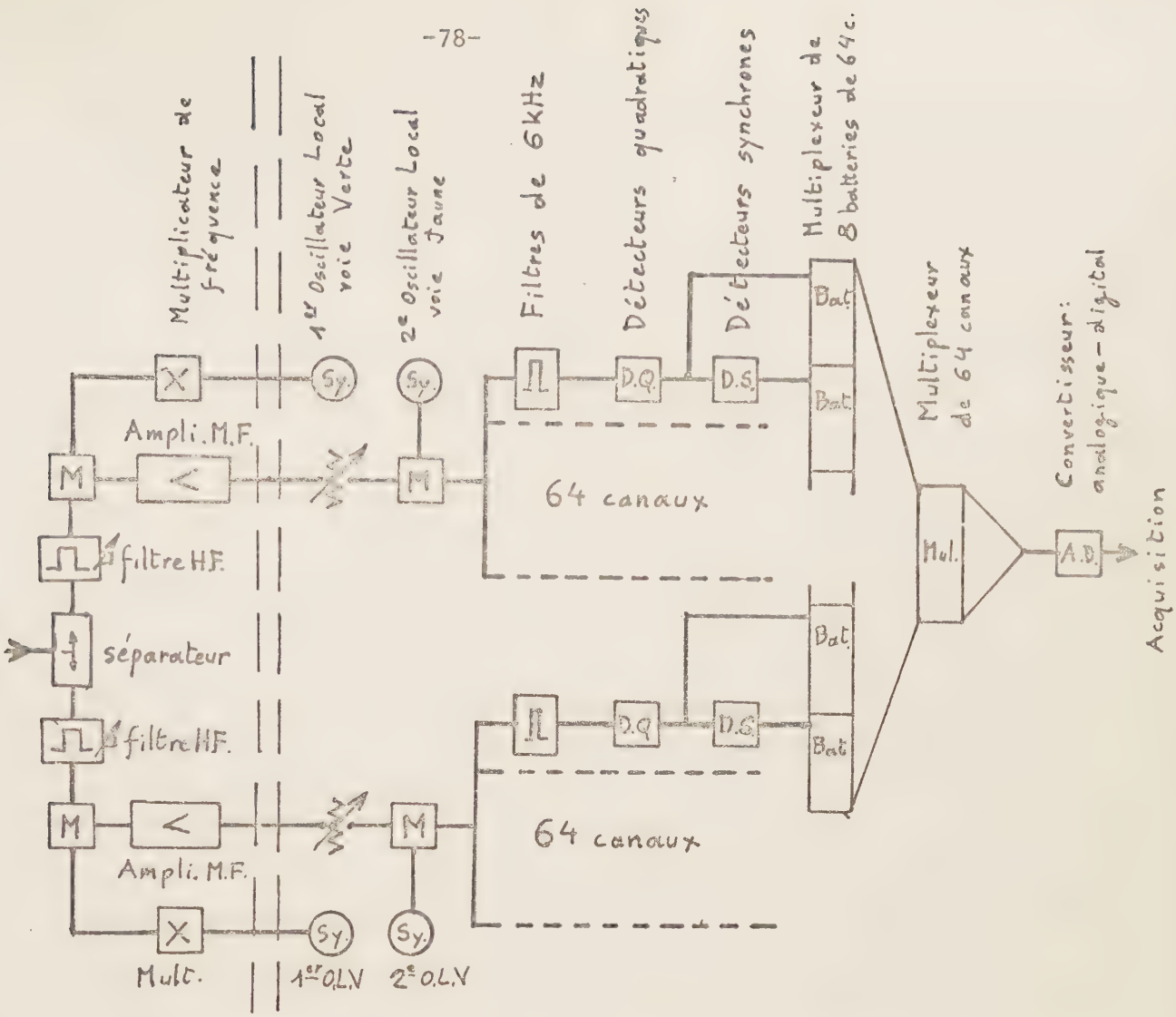


Fig. 1 Schéma général de la partie "moyenne fréquence et détection"

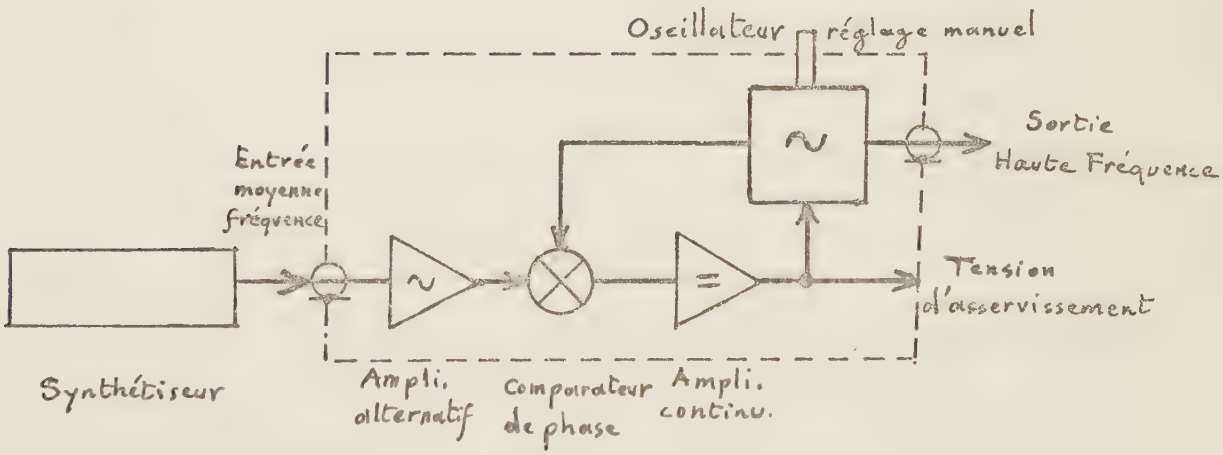


Fig. 2 Principe du multiplicateur de fréquence par blocage de phase

Chaque filtre est suivi d'un mélangeur ayant un facteur de bruit de 7,5 dB soit 1350°K. Il abaisse la fréquence autour de 48 MHz. Pour les quatre raies de la molécule OH, l'oscillateur local devra fournir une fréquence voisine de :

1564			1660	
1617	MHz avec une fréquence		1713	MHz avec une fré-
1619	O.L. inférieure.	ou	1715	quence O.L.
1672			1768	supérieure.

En règle générale nous choisirons une fréquence d'oscillateur local inférieure à la fréquence signal sauf dans le cas où l'on observe une des raies principales et une des raies satellites. Pour éviter d'avoir une fréquence O.L. proche de l'une des bandes images, il faut prendre la fréquence O.L. inférieure pour la fréquence reçue la plus basse, et la fréquence O.L. supérieure pour la fréquence reçue la plus haute.

Les oscillateurs locaux doivent être continuellement réglables, tout en ayant une fréquence connue avec le maximum de précision. Ils sont obtenus par multiplication des signaux venant de deux synthétiseurs de fréquence placés dans le laboratoire focal. Ces signaux sont autour de 22 MHz et ajustables par pas de 1 Hz, le coefficient de multiplication est de 72 .

Actuellement nous employons des sources à blocage de phase : un oscillateur libre délivre une fréquence voisine de celle de l'oscillateur local désiré; une boucle d'asservissement permet de caler la phase du signal de sortie sur celle d'un pilote externe qui est ici le synthétiseur. Fig.2. Il ne s'agit donc pas à proprement parler d'un multiplicateur car le coefficent de multiplication n'est pas fixé; il dépend du rapport entre la fréquence pilote et celle de l'oscillateur libre.

La plage d'asservissement étant de l'ordre de 20 MHz la seule précaution à prendre consiste à régler la fréquence d'oscillateur libre lorsque l'on change de groupe de raies observé. Trois repères suffisent pour 1612, 1665 et 1667, 1720 MHz. Il est pratique de faire systématiquement ce réglage après celui du filtre qui précède. Les modifications de fréquence étant peu fréquentes, il a paru inutile de coupler ces deux réglages en une seule commande, ainsi que de transporter cette commande dans le laboratoire focal.

Chaque sortie "48 MHz" est amplifiée par deux amplificateurs en cascade avant d'être envoyée vers le laboratoire focal par un câble. Ce câble, d'une longueur d'environ 100m présente 5 dB de pertes à la fréquence utilisée. Les amplificateurs sont à large bande et faible bruit 30 à 80 MHz, F=3 dB, gain= 30 dB. [1].

IV-1.2. Eléments situés dans le bâtiment focal.

A la sortie de la cabine, ou à l'entrée du bâtiment focal, nous avons la possibilité de ne prendre qu'un seul signal 48 MHz, de le dédoubler au moyen d'un T adapté et de l'envoyer aux deux chaînes J. et V. qui suivent (Fig. 1.).

Un atténuateur variable permet de garder sensiblement constante la puissance envoyée aux canaux. Il permet de compenser des différences du gain des étages hyperfréquence, ou des différences du niveaux des sources observées. Par exemple certaines sources peuvent ajouter 300°K à la température d'antenne; la puissance envoyée aux détecteurs est alors trois fois plus importante qu'en temps normal ($\simeq$150°K).

Un second étage mélangeur a pour but d'abaisser la fréquence centrale à 10 MHz. Les oscillateurs locaux sont fournis par un générateur fixe à 38 MHz et un générateur synthétisé, variable entre 35 et 40 MHz. Ce dernier oscillateur local permet de centrer ou de décaler l'une des fréquences centrales observée par rapport à l'autre; par exemple d'observer 1665 et 1667 MHz avec une seule chaîne moyenne fréquence.

Après ce second changement de fréquence les signaux J et V sont divisés en 64 voies pour passer dans 64 filtres à quartz de 6 KHz de large. Ces filtres sont communs aux récepteurs 18 et 21 cm; ce dernier travaillant en corrélation, les deux batteries de filtres sont identiques et en particulier centrés sur 10 MHz. Un décalage de la largeur d'une batterie (384 KHz) entre les deux oscillateurs locaux secondaires permet de juxtaposer les deux batteries et d'obtenir un spectre de 128 points sur 768 KHz.

La sortie de chaque filtre est dédoublée pour être branchée d'une part à l'un des 64 corrélateurs utilisés à 21 cm, et d'autre part à l'un des 128 détecteurs quadratiques puis synchrones qui nous intéressent ici. Les deux fois 128 sorties obtenues sont

envoyées à un multiplexeur de batterie commandé par l'ordinateur d'acquisition. Ce multiplexeur permet de choisir entre 8 batteries de 64 voies chacune. Au niveau de l'ordinateur, un multiplexeur de voies permet de choisir une des 64 voies et la connecte à un convertisseur analogique-digital.

L'acquisition et le stockage des données dépend du programme employé. L'emploi courant est une analyse séquentielle des voies choisies (jusqu'à 256) avec une période d'échantillonage de 100 ms.

IV-2. CIRCUITS DE COMMANDES

Le déroulement d'une série d'observations nécessite une suite logique de changements dans l'état du récepteur. Certains de ces changements sont établis manuellement, mais pour faciliter l'utilisation et accroître la sécurité, l'ordinateur est chargé du maximum de commandes possible avec mise en mémoire de l'état du récepteur. Cependant de nombreux circuits électroniques sont nécessaires pour faire la liaison entre les commandes et le récepteur.

IV-2.1. Signal de permutation. Fig.3.

En cas de détection synchrone à 22 Hz, tous les signaux de modulation et démodulation sont issus d'un générateur basse fréquence constitué de deux amplificateurs différentiels avec contre-réaction capacitive. [2] Ce montage permet de disposer simultanément de deux tensions sinusoïdales déphasés entre elles de $\frac{\pi}{2}$ (sinus et cosinus). Un circuit stabilise l'amplitude et rend la fréquence indépendante des variations éventuelles de la tension d'alimentation.

Deux circuits déphaseurs peuvent être branchés au choix à l'une ou l'autre de ces sorties en quadrature. Un potentiomètre permet d'ajuster le déphasage dans une plage de 45°, le signe étant choisi par câblage. La phase entre les deux branches peut être ainsi choisie et ajustée à une valeur allant de $-\frac{\pi}{2}$ à $+\frac{\pi}{2}$.

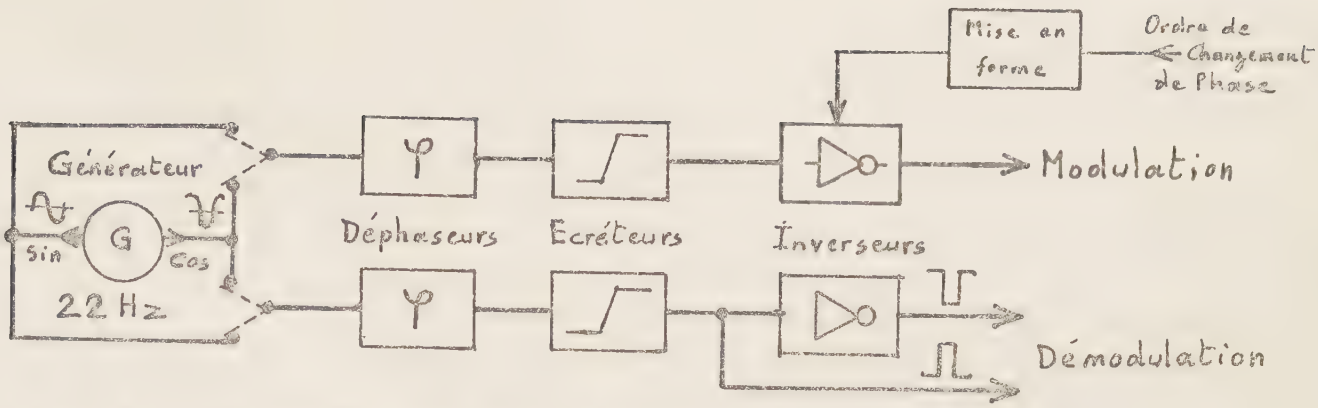
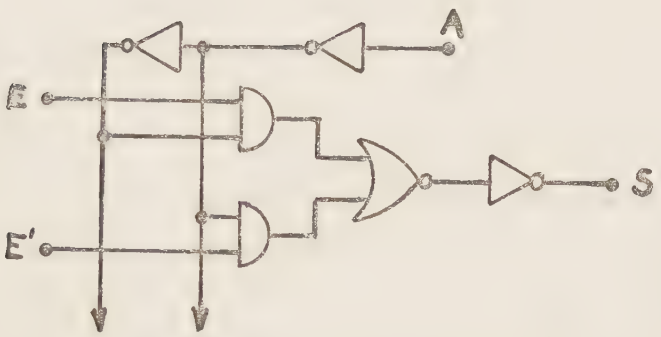


Fig. 3 Signaux de modulation et de démodulation.



A	E	E'	S
H	X	L	L
H	X	H	H
L	L	X	L
L	H	X	H

Principe du multiplexeur digital (1/4 9322)

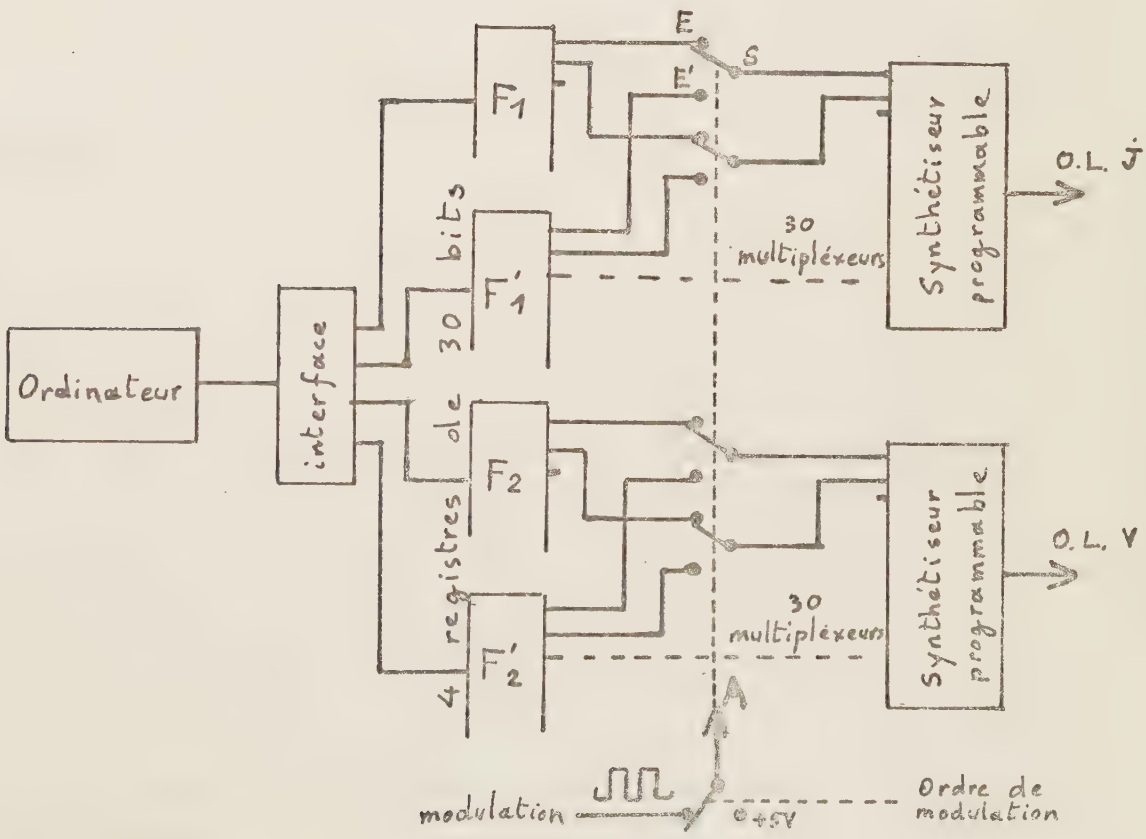


Fig. 4 Commande digitale des synthétiseurs. (Adret).

Chaque déphaseur est suivi d'un circuit écréteur fournissant un signal carré correspondant au niveau logique T.T.L. (0, +5V). Un inverseur logique permet de sortir deux signaux en opposition de phase.

Une des branches est particularisée par le fait que cet inverseur est commandé par l'ordinateur; un circuit d'interface est nécessaire pour transformer l'ordre qui est ici le passage de +15V à 0 en passage de 0 à +5V. Cette branche, sur laquelle agit le signal d'inversion de phase, fournit le signal de modulation; l'autre branche fournissant les signaux de démodulation envoyés aux détecteurs synchones. Le signal d'inversion de phase, utilisé uniquement dans le cas d'une permutation de fréquence, peut être interrompu manuellement s'il n'est pas interrompu par programme.

Dans le chariot, un circuit d'adaptation permet de transformer le signal de modulation en deux tensions en opposition de phase, dans le but de commander le permutateur à diodes.

IV-2.2. Commande des synthétiseurs. Fig.4.

Les deux synthétiseurs, fournissant après multiplication les oscillateurs locaux des premiers changements de fréquence, sont programmables en digital (ADRET model GS 6203, 100 KHz à 32 MHz en 8 décades).

Le programme de poursuite mis en mémoire dans l'ordinateur permet de charger quatre registres fournissant les niveaux logiques codés correspondant à 4 fréquences : F_1, F'_1, F_2, F'_2. Deux multiplexeurs de signaux logiques (circuit F. 9322), commandés par le signal de modulation permettent d'envoyer alternativement F_1 et F'_1 au synthétiseur N°1, F_2 et F'_2 au synthétiseur N°2. Toutes les décades des synthétiseurs sont programmées, ce qui donne une résolution de 1 Hz. La décade des 10 MHz pouvant être au maximum égale à 3, il faut 30 inverseurs digitaux par synthétiseur.

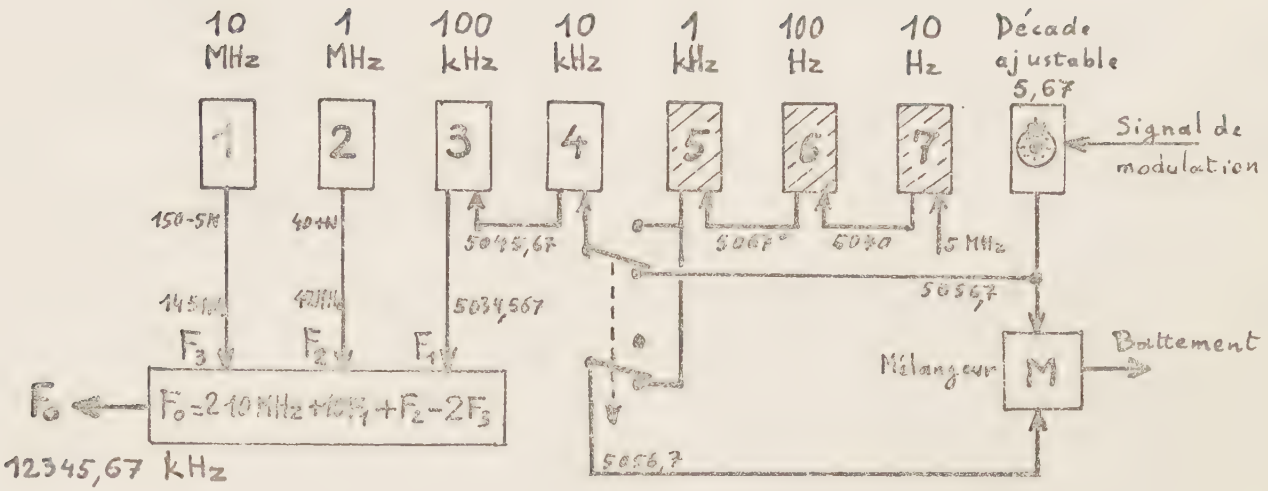
Le temps d'établissement dépend de la différence entre les deux fréquences; cependant il est dans tous les cas inférieur à la milliseconde, ce qui est négligeable devant la période de permutation.

Un circuit annexe permet d'utiliser un autre mode de permutation à partir d'un synthétiseur modulable (GR. 1164). Fig.5. Ce circuit se réduit en une mise en forme du signal de permutation afin d'obtenir une tension synchrone en créneaux. L'une des tensions est nulle, l'autre est ajustable.

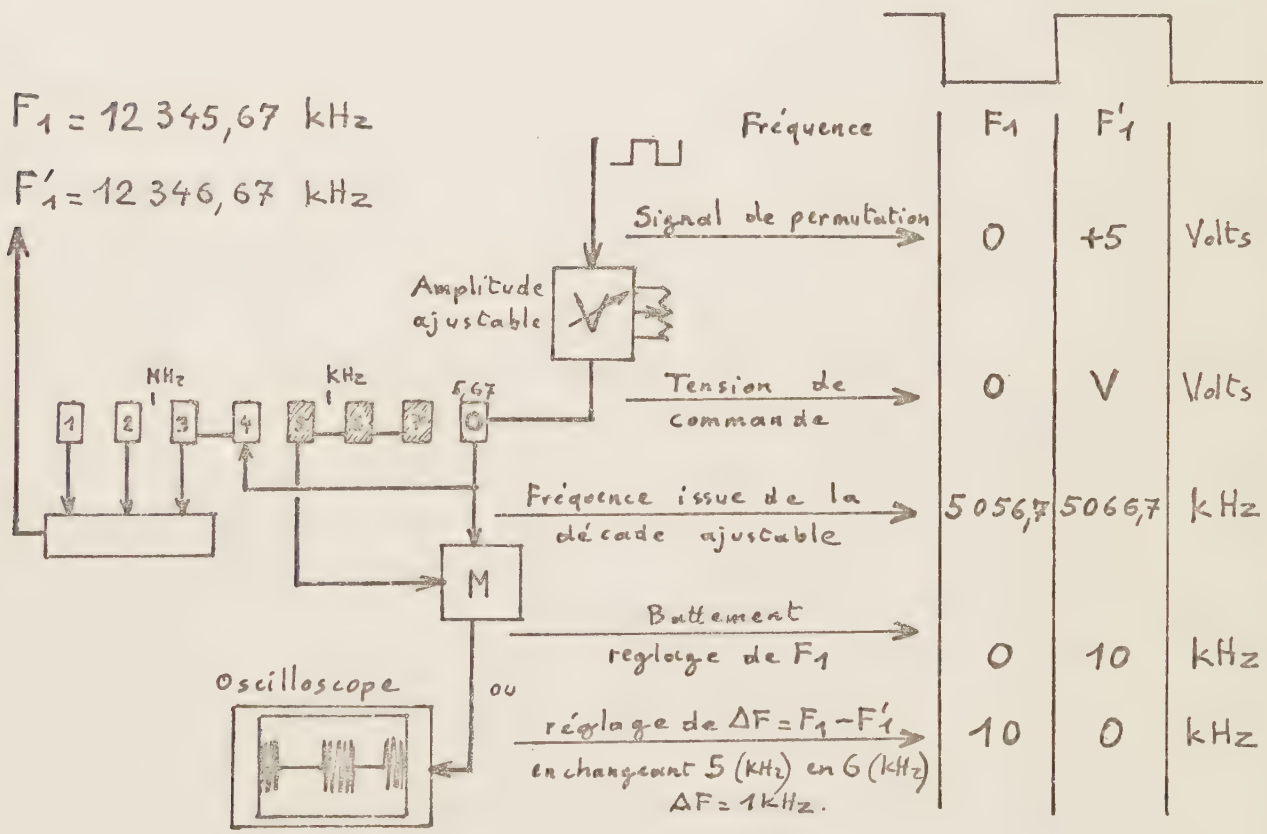
Ce signal est appliqué à une décade continuellement ajustable manuellement et électroniquement qui peut remplacer n'importe quelle autre décade du synthétiseur. Il est ainsi possible d'ajuster manuellement F_1 lorsque la tension est nulle, puis d'agir sur l'amplitude des créneaux pour que la fréquence en sortie soit $F'_1 = F_1 + \Delta F$, ΔF étant sensiblement proportionnelle à la tension appliquée.

La précision des réglages est améliorée par la possibilité de mesurer le battement entre une fréquence correspondant au signal effectivement délivré et la fréquence qui aurait été synthétisée au même endroit si la décade variable n'avait pas remplacée une des décades de fréquence supérieure. Fig.5.a). A l'aide d'un oscilloscope il est possible de régler manuellement la décade ajustable pour que la fréquence de sortie soit connue avec une précision de 2 Hz (par rapport au pilote interne ou externe) puis d'ajuster le ΔF avec la même précision. Sur la Fig.5.b) nous avons pris le cas simple où ΔF = 1 KHz, il est à noter que le battement varie alors entre 0 et 10 KHz.

Par la suite ce système permet de vérifier la stabilité de la fréquence. En effet la décade ajustable est un oscillateur libre non piloté par quartz; la fréquence peut varier, en particulier avec la température. Cependant, en régime normal d'observation, la dérive approche rarement 10 Hz en 1 heure, soit 720 Hz ou un huitième de canal pour la fréquence observée. Un recalage est toujours possible pour des observations particulières car une telle variation de 10 Hz correspond à un battement de 100 Hz, soit un peu plus de 2 périodes pendant la demi-période d'un signal de modulation à 22 Hz.



a) Principe du synthétiseur modulable en fréquence.



b) Modulation de la fréquence.

Fig. 5 Commande analogique des synthétiseurs (G.R.).

Cette solution a été utilisée pendant plusieurs années avant d'être remplacée par la programmation des synthétiseurs. Le circuit est conservé et sert encore lors de mises au point ne mobilisant pas l'ordinateur.

IV.2.3. Systèmes d'étalonnages.

Nous avons vu au § III.1.2. que le débloquage du signal d'étalonnage ainsi que le choix de sa valeur sont réalisés par variation de la valeur de l'atténuateur qui est en série avec la diode à bruit. Les deux tensions de commande sont liées entre elles pour que l'atténuateur présente une impédance sensiblement constante. Les éléments déterminant cette adaptation sont les courants dans les diodes shunt et série. cf. Fig. 3. du chapitre III.

L'étalonnage N°2 dont on peut choisir la valeur correspond à deux tensions réglables par potentiomètre. Il est nécessaire de les ajuster au moyen d'une mesure d'atténuation couplée à une mesure de T.O.S. (réflectométrie). La valeur la plus employée est une atténuation de 6 dB correspondant à un étalonnage d'environ 10°K, utilisé pendant l'observation.

Comme système de liaison, nous trouvons dans la pièce de contrôle un premier circuit de mise en forme qui, d'une part transforme les signaux de commandes de l'ordinateur en niveaux logiques TTL, et d'autre part permet une intervention manuelle sur les étalonnages : Un interrupteur permet de débloquer le signal d'étalonnage, la position repos correspondant automatiquement à la commande par l'ordinateur. Un inverseur permet de choisir l'une des deux valeurs du signal d'étalonnage en cas de commande manuelle.

Dans la cabine un second circuit de mise en forme reçoit les deux commandes précédentes : Etalonnage N°1 et Etalonnage N°2, ainsi que le signal de permutation qui n'est modulé que dans le cas de la permutation de fréquence. Il en sort les deux signaux de commande de l'atténuateur à diodes.

Ce dispositif utilise des circuits logiques commandant des commutateurs à effet de champs, c'est-à-dire un maximum de circuits à niveaux saturés, pour augmenter la stabilité dans le temps.

Les différents signaux et l'atténuation résultante sont représentés à la Fig.6.

Un inverseur manuel permet de changer la phase du signal de permutation envoyé aux circuits d'étalonnage par rapport à celui envoyé à l'ordinateur. La sortie des détecteurs synchrones change de signe, ce qui est utile pour certains tests de symétrie et certaines observations d'absorption.

IV-3. CONTROLES DU RECEPTEUR

Devant la quantité de paramètres pouvant varier, il est nécessaire de contrôler en permanence l'état du récepteur. En général les contrôles ne sont pas pris en charge par l'ordinateur pour éviter d'alourdir les programmes et pour laisser une partie du jugement à l'observateur.

IV-3.1. Voies totales.

Un coupleur permet d'envoyer à un détecteur quadratique une partie du signal qui est appliqué au second mélangeur. La puissance envoyée dans chacune des batteries J et V est ainsi connue et enregistrée en permanence. Ces deux tensions sont appelées "voies totales" car la bande passante du signal détecté (environ 20 MHz) englobe largement la bande correspondant à l'ensemble des filtres.

Ces voies totales sont primordiales pour le contrôle de l'observation car elles permettent :

- de se rendre compte de la stabilité du récepteur
- de vérifier rapidement la température de système T_s en comparant la déviation ℓ_E correspondant au signal d'étalonnage T_E à une déviation ℓ_B correspondant à une variation de gain M.F. de + 1 dB. $T_s = 3{,}85\ T_E \frac{\ell_B}{\ell_E}$. Dans le cas où le signal d'étalonnage est commuté à 22 Hz, la sortie est intégrée et correspond à la moitié du signal non interrompu.
- de détecter la présence de parasites et d'en faire une première

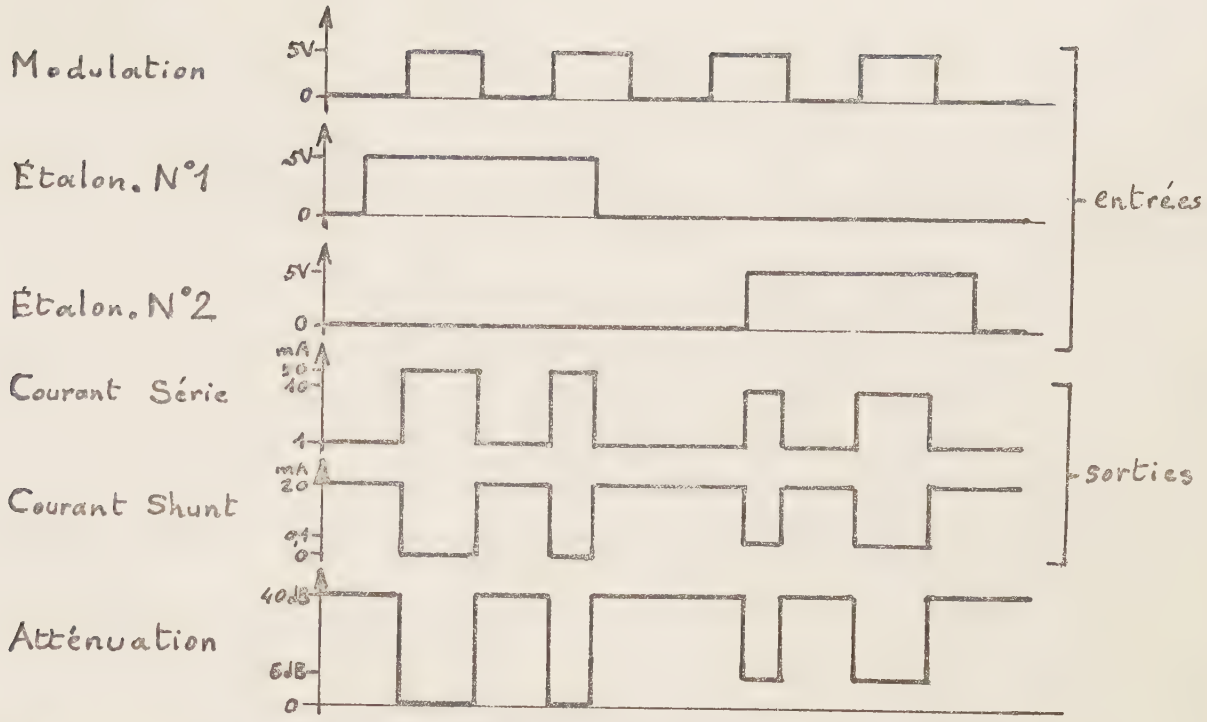


Fig. 6 Signaux de commande de l'atténuateur à diodes.

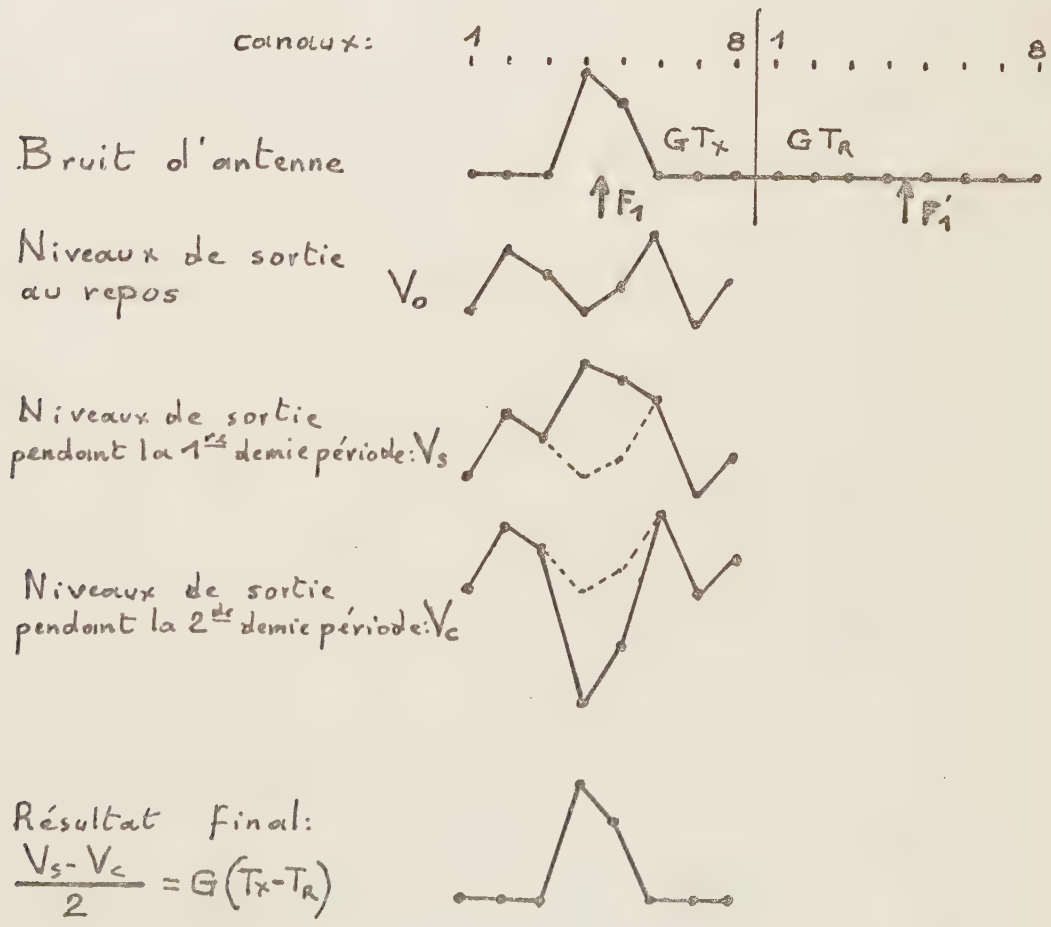


Fig. 7 Obtention du résultat dans le cas d'une permutation de fréquence.

analyse , en gardant à l'esprit que la bande observée est bien plus large que la bande couverte par les canaux. Il peut se faire que des parasites à bande étroite soient détectés sans qu'ils apparaissent dans les canaux.

- de mesurer le continuum des sources, dans le cas de la permutation de fréquence, par comparaison avec le signal d'étalonnage; pour plus de précision, quelques arrêts de poursuite permettent de retrouver l'évolution du niveau de base. La détection synchrone qui suit la détection quadratique peut être digitalisée et fournir le continuum des sources dans le cas d'une permutation d'antennes.

IV-3.2. Visualisation des canaux.

En plus des deux voies totales, on peut enregistrer en permanence n'importe quelle sortie quadratique ou synchrone des 128 détecteurs. On dispose pour cela de huit enregistreurs graphiques situés dans la pièce de contrôle. Les huit entrées correspondantes sont reportées sur les faces avant des tiroirs contenant les détecteurs synchrones. Le choix se fait par câblage manuel entre ces 8 entrées et 8 prises de visualisation parmi les 256 qui se trouvent également sur la face avant des tiroirs.

Ces prises de visualisation délivrent un signal issu des tensions appliquées à l'ordinateur par l'intermédiaire d'un pont de résistances de rapport $\frac{1}{10}$ (10 et 100 k Ω). Celui-ci protège la sortie des détecteurs contre d'éventuels changements en cours d'observation (en particulier, le branchement d'appareils de contrôle d'impédance faible). Les 8 entrées d'enregistrement sont amplifiées par 10 avant d'être envoyées vers la pièce de contrôle. Quatre de ces sorties amplifiées sont de plus branchées à quatre voltmètres 0-10 V situés sur les faces avant et permettent des contrôles rapides au niveau des détecteurs.

IV-3.3. Contrôles des commandes automatiques.

Deux lampes permettent de se rendre compte de la présence et du choix du signal d'étalonnage; elles sont commandées par des circuits qui testent l'état logique des commandes d'étalonnage.

Un détecteur permet, par allumage d'une des deux lampes correspondantes, de visualiser la phase dans laquelle on se trouve (phase source ou phase comparaison); il détecte la phase entre le signal de référence pris juste après l'écrêtage et le signal de modulation. En cas d'interruption de la modulation du signal d'étalonnage et de permutation de fréquence, les deux lampes sont allumées continuellement.

Les signaux de modulation et de démodulation peuvent être visualisés sur un oscilloscope à deux traces. Ils servent en particulier aux tests de phase.

Enfin, une lampe et un signal sonore, communs à tous les récepteurs, signalent la fin d'une phase d'observation et la fin d'une poursuite.

IV-3.4. Contrôles des multiplicateurs.

Comme nous l'avons vu, les oscillateurs locaux des premiers changements de fréquence proviennent d'oscillateurs bloqués en phase sur les signaux des synthétiseurs. Le bon fonctionnement de chaque branche du récepteur nécessite de régler manuellement la fréquence d'oscillation libre et d'envoyer au synthétiseur une commande correspondante. Deux lampes témoins permettent de s'assurer que le blocage de phase est réalisé:

Lorsqu'il n'y a pas de blocage de phase, le signal d'erreur de phase oscille entre sa valeur minimale et sa valeur maximale avec une fréquence voisine de 300 Hz. Lorsqu'il y a blocage de phase, ce même signal peut présenter des créneaux de moindre amplitude à la fréquence de modulation qui est au maximum de 22 Hz.

Un circuit annexe, constitué d'un filtre sélectif suivi d'une détection, permet de reconnaître le signal de 300 Hz et d'interrompre l'alimentation de la lampe correspondante. Le signal est visible dans la cabine et dans la pièce de contrôle.

L'inconvénient de ce système est de ne pas savoir à priori si le facteur multiplicatif est correct. Mais la variation d'une unité de ce facteur correspond approximativement à la bande passante des filtres hyperfréquence; une erreur de réglage se traduit par un niveau détecté considérablement réduit.

Un fréquencemètre à affichage numérique permet de contrôler les différentes fréquences. Dans le cas d'une modulation rapide de la fréquence, la période de lecture n'étant pas en phase avec la période de modulation, l'indication oscille autour de la valeur moyenne; la lecture permet cependant de s'assurer que la commande s'est faite convenablement.

IV-3.5. Programmes de tests du récepteur.

Un premier ensemble de programmes regroupe des tests particuliers tels que :

- La détermination du bruit dans chaque canal par le calcul du σ au moyen de la formule :

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} |V_i - \overline{V}|^2$$

appliquée à un nombre convenable de points de mesure. Un étalonnage permet d'exprimer le résultat en °K et de calculer pour chaque canal la température de système par :

$$T_s = \frac{1}{2} \sigma \sqrt{B \tau}$$

- La mesure de la stabilité du gain par comparaison entre plusieurs étalonnages successifs.

- La recherche des couplages entre les canaux en remplaçant la première partie du récepteur par un synthétiseur dont la sortie a été convenablement atténuée. La fréquence délivrée correspondant successivement à la fréquence centrale de chaque canal, on recherche tout signal induit dans les autres canaux.

- La vérification de l'absence de saturation par étalonnages successifs avec un signal de bruit variant dans un rapport bien déterminé ou après une augmentation connue de l'amplification de certains étages.

- Le contrôle du pointage par vérification de la position du maximum des deux lobes (Droit et Gauche), en ascension droite et déclinaison, au moyen de passages sur des sources ponctuelles de positions connues.

Ces tests sont principalement utilisés en période de mise au point; il est cependant recommandé de faire au moins le premier test avant toute série d'observations.

Une seconde série de tests peut se faire à postériori sur les résultats des observations :

- Le calcul du χ^2 entre les canaux, sur un cycle d'observation ou sur des temps d'intégration de plus en plus longs.
- La stabilité des résultats obtenus avec les sources étalons, tant en flux qu'en fréquence, ce qui conduit au calcul de la valeur du signal d'étalonnage et à l'évaluation du rendement en surface.
- La détermination de parasites sur certains cycles ou sur des observations successives.
- La comparaison entre les résultats de l'analyse du même bruit hyperfréquence par deux batteries de filtres semblables.
- La recherche de spectres instrumentaux qui se retrouvent sur des sources différentes.
- L'évaluation des déformations de la ligne de base par chromatisme des étages hyperfréquence ou par réflexion spéculaire.

(voir p. 96)

La plupart de ces tests peuvent être faits directement à Nançay avec l'aide de l'ordinateur de prédépouillement et conduire, le cas échéant, à une intervention sur le récepteur.

IV-4. UTILISATIONS DIVERSES DU RECEPTEUR.

Nous pouvons maintenant étudier les divers fonctionnements du récepteur :

IV-4.1. Permutation d'antenne.

Dans le cas d'une permutation entre l'antenne focale et l'antenne de référence, le signal de permutation à 22 Hz est envoyé au permutateur d'antenne qui se trouve connecté à l'entrée du paramétrique. Le programme interrompt l'ordre de modulation; celle-ci n'est envoyée ni au système d'étalonnage ni aux inverseurs digitaux. Les deux oscillateurs locaux correspondent alors aux fréquences F_1 et F_2. (le niveau

logique est par prudence maintenu à 1 (+5 V) car c'est le niveau qu'auraient les entrées des circuits d'interface si on les déconnectait.)

Par la permutation d'antenne nous mesurons les variations de la température de l'antenne focale au cours du temps. Pour en extraire la participation de la source, il est nécessaire d'obtenir une référence. En général, on choisit un champ vide que l'on observe en alternance avec la source et dans des conditions identiques (en particulier : même position de l'antenne par rapport à la voie focale). La température d'antenne recherchée est obtenue en faisant la différence entre les résultats des deux pointages. Ceci correspond en fait à une permutation de lobes.

En reprenant l'expression de la tension de sortie du récepteur : formule (1) du § III-1.1. :

pour le pointage sur la source : $V_x = V_o + G(T_x - T_R)$

pour le pointage sur la comparaison : $V_c = V_o + G(T_c - T_R)$

et la formule (2) § III-1.2 devient :

$$T_x - T_c = \frac{(V_x - V_c)}{(V_E - V_N)} T_E$$

On voit que T_R, température de l'antenne de référence et V_o, tension de sortie au repos sont éliminées.

En général la permutation de lobes se fait avec une période de 4 minutes qui correspond à l'optimisation entre la perte de temps pour aller d'un pointage à l'autre, et la qualité des observations qui nécessite des comparaisons fréquentes afin d'éliminer les variations du gain.

Dans le cas où il y a asservissement de la température de référence sur la température d'antenne focale, on perd la valeur du continuum de la source, seul un spectre de raies étroit devant la bande totale peut être détecté. En revanche le pointage de comparaison n'est plus utile et l'on gagne un facteur deux dans le temps. les résultats sont théoriquement équivalents à ceux obtenus en modulant la fréquence d'oscillateur local, comme nous allons le voir par la suite.

Signalons que l'on peut également permuter entre les deux polarisations droite et gauche. Il s'agit là d'une utilisation très spéciale, réservée aux sources fortement polarisées circulairement ou à des analyses quasi simultanées des deux polarisations. La compensation du continuum est alors automatique.

Dans ces deux derniers cas une modulation de la phase du signal de permutation est nécessaire comme dans le cas de la permutation de fréquence.

IV-4.2. Permutation de fréquence.

Dans le cas d'une permutation de la fréquence de l'oscillateur local entre deux valeurs F_1 et F'_1, le permutateur d'antenne est retiré et le programme permet l'envoi du signal de permutation au système d'étalonnage et aux inverseurs logiques commandant les synthétiseurs de fréquence. Si l'on veut connaître le continuum, la permutation de lobes peut être maintenue, mais il est plus avantageux de remplacer le pointage de référence par une simple inversion de la phase du signal de modulation (par rapport au signal de démodulation). Si l'écart des fréquences n'est pas trop grand, les tensions de sorties sont en première approximation :

pendant une demi-période : $V_x = V_o + G(T_x - T_R)$

pendant l'autre demi-période : $V_c = V_o - G(T_x - T_R)$

et $$T_x - T_R = \frac{(V_x - V_c)\ T_E}{2\ (V_E - V_N)}$$

seul V_o est éliminé, la dispersion entre les tensions de sortie au repos n'apparaît pas dans le spectre final. La Fig.7 en donne une autre présentation.

Le calcul du gain ne faisant pas intervenir le facteur 2, il faut introduire une valeur du signal d'étalonnage égal à la moitié du signal réel.

Le résultat donne $T_x - T_R$ et non directement T_x comme dans le cas d'une permutation de lobes. L'utilisation la plus simple consiste à choisir l'une des fréquences pour que la raie recherchée se

situe au milieu de la bande analysée et l'autre fréquence pour que la bande de comparaison soit en dehors du spectre de la source. Dans la recherche d'émission nouvelle dont la fréquence n'est pas connue avec précision, la différence entre les deux fréquences peut être égale à la largeur d'une batterie : la bande observée est doublée; la fréquence présumée est alors placée entre les deux fréquence F_1 et F'_1.

Dans le cas où le signal détecté est très fin (<60 KHz) et que l'on connaît sa fréquence, un facteur $\sqrt{2}$ peut être gagné sur la sensibilité en rapprochant F_1 et F'_1; on fait apparaître deux fois la source, une fois dans le sens normal et une fois dans la comparaison : Fig.8. Un changement de signe de la moitié du spectre suivi d'une intégration après glissement permet de retrouver quatre fois le signal apparaissant en moyenne dans un canal.

Nous avons atteint là l'optimum du gain de temps car la raie est observée en permanence. Par comparaison, dans le cas d'une permutation classique entre deux antennes, la raie n'est observée que le quart du temps d'observation. Bien entendu la perte d'information correspondante a été l'élimination du continuum puis la réduction de la largeur du spectre final.

Le passage d'une phase à l'autre étant instantané, la période du signal d'inversion de phase peut être extrêmement réduite, elle est actuellement égale à une minute pour ne pas saturer la capacité de mémoire de l'ordinateur, car l'intégration des phases sources et des phases comparaisons se fait en temps différé.

Un phénomène gênant peut apparaître dans le cas de la modulation de fréquence car la tension de sortie s'écrit plus précisément : $V_s = V_o + (G_x T_x - G_R T_R)$

G_x et T_x correspondent à la fréquence F_1 (ou F_2).
G_R et T_R correspondent à la fréquence F'_1 (ou F'_2).

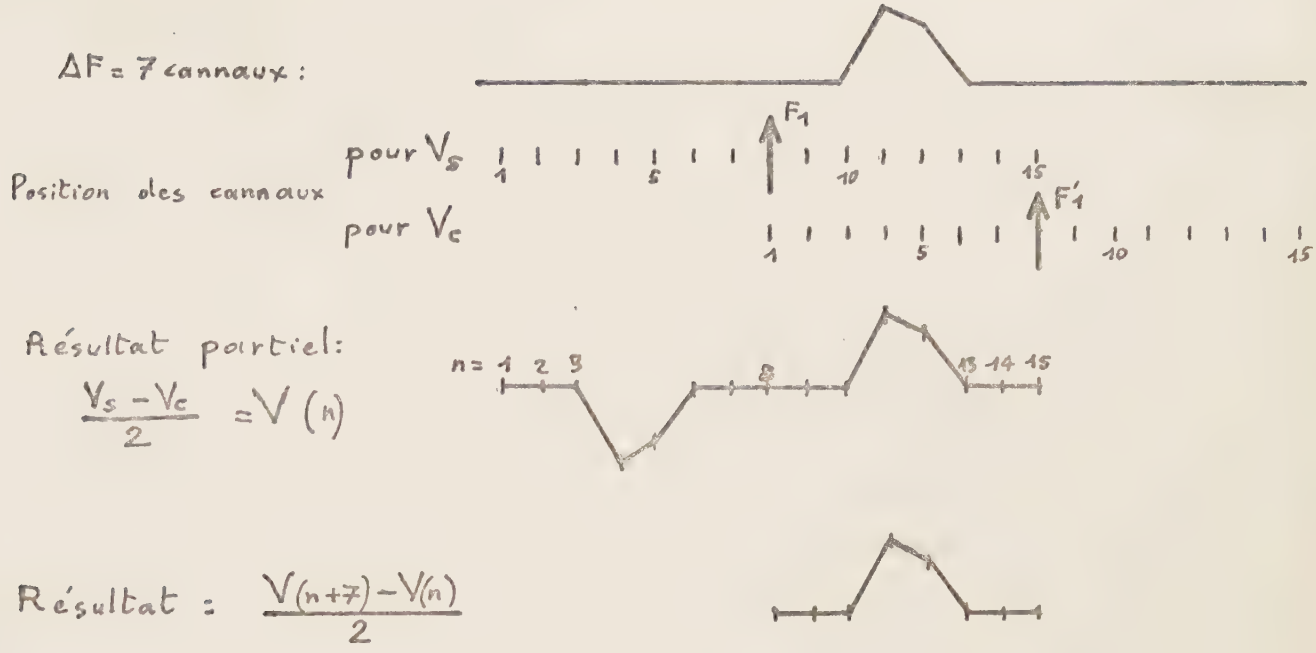


Fig. 8 Cas d'un spectre étroit

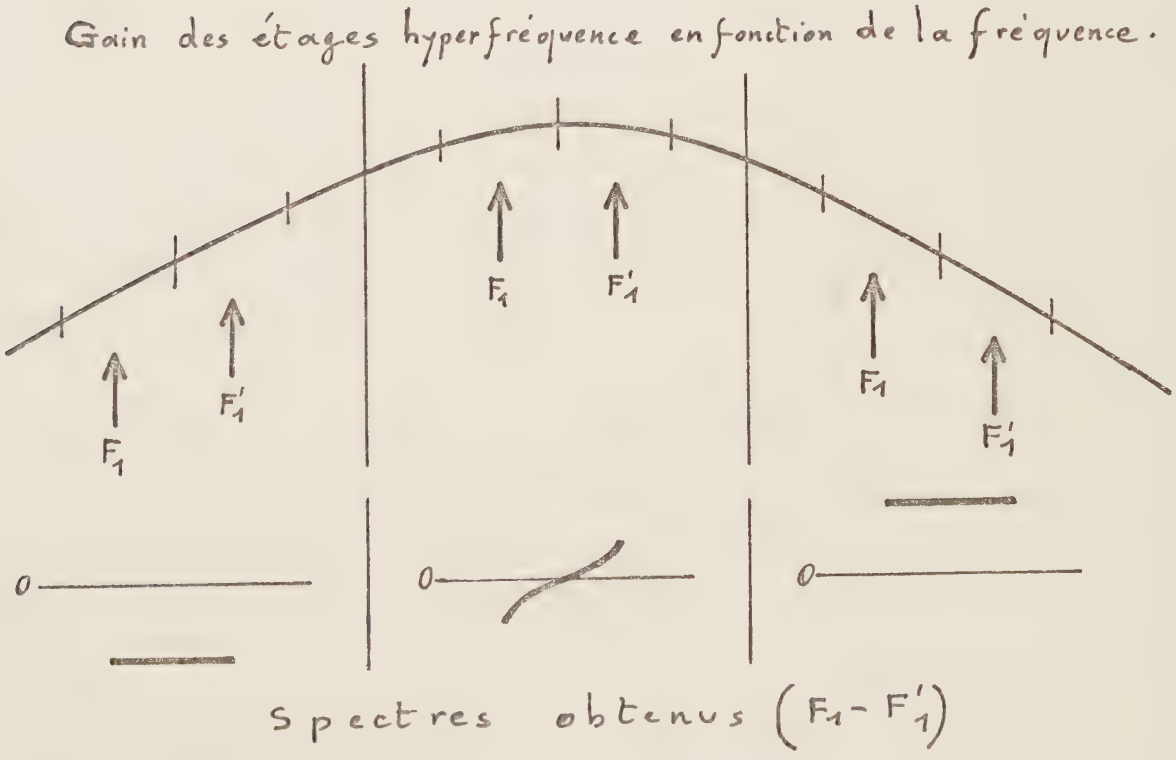


Fig. 9 Modifications de la ligne de base dues aux variations du gain en fonction de la fréquence.

a) En l'absence de source on suppose que $T_R = T_x$ (bruit blanc dans la bande utilisée) car le bruit de sol et le bruit de récepteur sont très peu chromatiques. Cependant des phénomènes de réflexion spéculaire peuvent s'y superposer :

i) Un signal de bruit reçu dans une polarisation, D par exemple se réfléchit sur les discontinuités d'impédance situées après l'analyseur. D'autre part au niveau du paramétrique le signal après amplification est renvoyé vers l'antenne, l'isolation des circulateurs n'étant pas parfaite. Il se forme un signal corrélé avec le signal analysé qui est envoyé par l'antenne en polarisation D. La réflexion sur le miroir fixe, placé verticalement devant l'antenne focale, renvoie une onde changée de sens qui se retrouve à la sortie G de l'analyseur et qui ne donne pas au premier ordre de chromatisme. On voit ici un avantage de la polarisation circulaire sur la polarisation rectiligne.

ii) Mais toutes les réflexions au niveau du foyer ne se font pas après l'analyseur de polarisation : réflexions sur les discontinuités du cornet et surtout réflexion sur les éléments métalliques du chariot. Le changement de polarisation n'intervient plus.

iii) De plus, la charge branchée à la sortie inemployée (G) produit un signal de bruit correspondant à sa température physique (ici 300°K) qui d'une part passe directement à travers l'analyseur de polarisation et d'autre part est émis en gauche et revient en droite après réflexion sur le miroir fixe.

Le déphasage entre les divers signaux produit un spectre périodique dont le fondamental a une période égale à $\frac{c}{2d}$ (d : distance de l'antenne focale au miroir fixe = 280m) soit 536 KHz ou 90 canaux. L'amplitude peut atteindre 2°K dans les conditions extrêmes : bruit d'antenne fort, antenne haute.

Lorsque l'on en a la possibilité, un décalage de fréquence entre F_1 et F'_1 égal à un nombre entier de périodes, élimine le phénomène.

b) Une autre déformation de la ligne de base peut venir de l'inégalité entre G_R et G_x. Dans ce cas on trouve en sortie un spectre égal à

$$T_x \frac{G_x - G_R}{G \text{ moyen}} \qquad \text{avec } T_x = 130°K$$

Une différence de gain de 0,1 dB donne un signal de 3°K; il s'agit donc d'un phénomène très sensible. Les variations de gain viennent principalement du paramétrique et celles-ci sont faibles dans la bande utilisée ici, la différence entre F_1 et F'_1 dépassant rarement 500 KHz. La Fig.9 donne quelques exemples. En fonction du réglage de la partie hyperfréquence, le spectre final peut : être plat autour d'une valeur différente de zéro, présenter une pente et plus rarement posséder une légère courbure.

Dans tous les cas, la ligne de base peut cependant être tracée avec précision. En général le programme de dépouillement la calcule directement et la déduit du résultat. Cependant une trop grande différence (> 2°K) entre la ligne de base et le zéro peut faire apparaître un spectre parasite dû à la dispersion des courbes de réponse des détecteurs. En pratique il est rapide de retoucher légèrement le réglage du paramétrique ou du filtre hyperfréquence en se basant uniquement sur le signe du dernier résultat obtenu.

IV-4.3. Détection synchrone par l'ordinateur.

La fréquence de permutation de 22 Hz a été choisie dès le début de la coopération franco-soviétique. La valeur élevée de cette fréquence et le nombre de canaux fournissaient une densité d'information trop grande pour que l'ordinateur installé à Nançay effectue la détection synchrone. Celle-ci fut confiée à un circuit analogique propre à chaque canal.

Lorsque les détecteurs d'origine soviétique n'ont plus été utilisés couramment, il s'est reposé la question du choix de la fréquence de permutation. Des essais ont permis de montrer qu'en cas de modulation de fréquence, le récepteur est assez stable pour pouvoir augmenter considérablement la période de modulation et la porter à une minute. La détection synchrone peut alors être aisément réalisée

par l'ordinateur avec les avantages qui en découlent : sécurité de fonctionnement et surtout élimination des instabilités des circuits analogiques, tant en phase qu'en niveau. L'ordinateur est alors branché aux sorties des détecteurs quadratiques et le signal d'étalonnage n'est pas modulé.

Les variations lentes du gain sont dans ce cas directement transmises à l'ordinateur. Cependant elles ne sont pas chromatiques; elles interviennent, intégrées pendant la moitié du temps d'observation, sur l'ensemble de la ligne de base (ce qui est peu gênant) et sur le gain général. Pour une grande partie des observations cette dernière influence a une importance secondaire car le flux des sources faibles est déjà très imprécis à cause de la présence de bruit. Ce procédé donne une sensibilité très proche de la sensibilité théorique.

IV-4.4. Déterminations de positions.

Signalons une autre utilisation du télescope : la recherche de la position précise d'une source.

L'antenne de Nançay avec 200 m d'ouverture Est-Ouest permet une localisation précise des sources en α (angle horaire). Suivant cette direction le lobe à demi-puissance fait 3,5' d'arc soit 14 secondes de temps.

Le récepteur est alors utilisé, en permutation d'antenne dans le cas de sources ayant un continuum, et en permutation de fréquence à 22 Hz sans changement de phase dans le cas de sources présentant des raies.

La procédure d'observation la mieux adaptée aux sources ponctuelles est la suivante :

Le chariot, immobile sur la voie, laisse passer l'image de la source devant le cornet focal, puis va se positionner pour un autre passage semblable avec une vitesse double de celle de

la source dans le plan focal et ainsi de suite; un signal d'étalonnage est parfois envoyé entre chaque groupe de passages. Le signal obtenu pendant le mouvement du chariot est retourné puis intégré au signal précédent. Chaque passage peut dans de nombreux cas durer 30 secondes ce qui fait 120 intégrations dans l'heure.

Une observation identique, faite avec une source étalon ponctuelle, permet de connaître la forme et la position exacte du lobe que l'on peut rechercher par programme dans le résultat final. La précision dépend du rapport signal sur bruit de ce résultat; elle est de l'ordre d'une seconde en 1 heure d'observation sur des sources faisant environ 1 unité de flux.

Une extension de cette méthode peut être faite à la cartographie d'une source étendue mais il est souvent préférable de faire plusieurs poursuites continues de points bien définis.

IV-5. DETECTION SYNCHRONE

IV-5.1. Rappel du principe.

La modulation et démodulation synchrone ont plusieurs buts :

1) Elles permettent de comparer très rapidement deux sources de bruit avant que le gain n'ait trop varié entre les deux périodes de mesure, c'est la seule fonction que nous avons considérée jusqu'à présent. Les variations ne se font plus sur les puissances totales mais sur des différences qui peuvent être rendues très petites.

2) Elles permettent par transposition de fréquence de faire travailler les préamplificateurs dans les zones où le bruit est faible. En effet le bruit de ces amplificateurs suit une loi en 1/f et devient prépondérant à très basse fréquence. La modulation envoie les variations lentes autour de la fréquence de modulation (et de ses harmoniques impairs). Après amplification à ces fréquences la démodulation renvoie le signal vers les basses fréquences. Fig. 10.

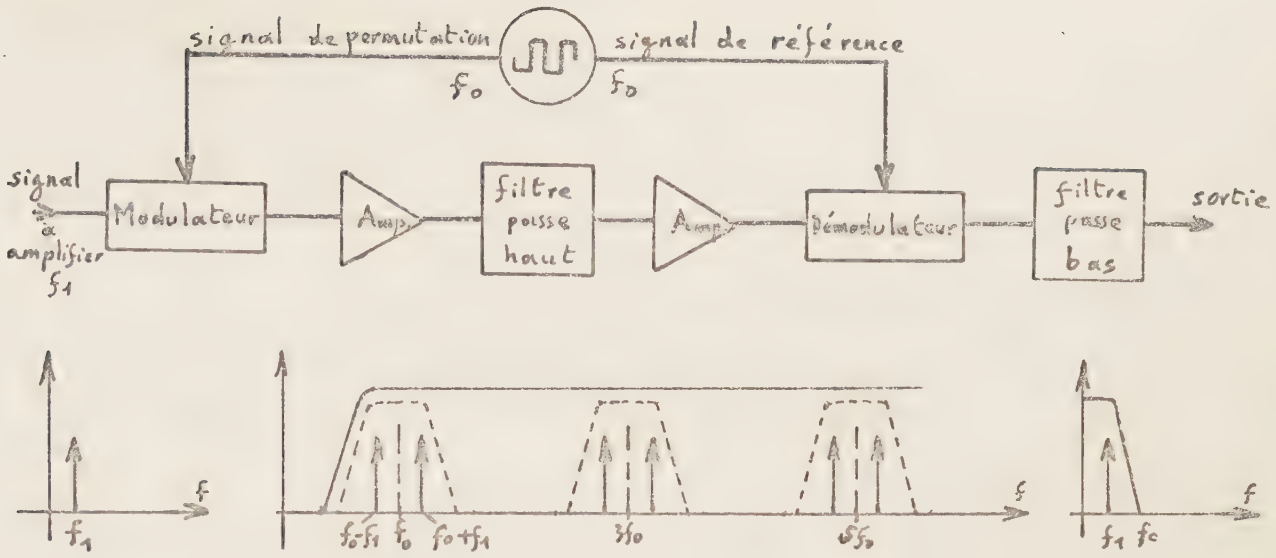


Fig. 10 Transposition de fréquence par modulation et démodulation

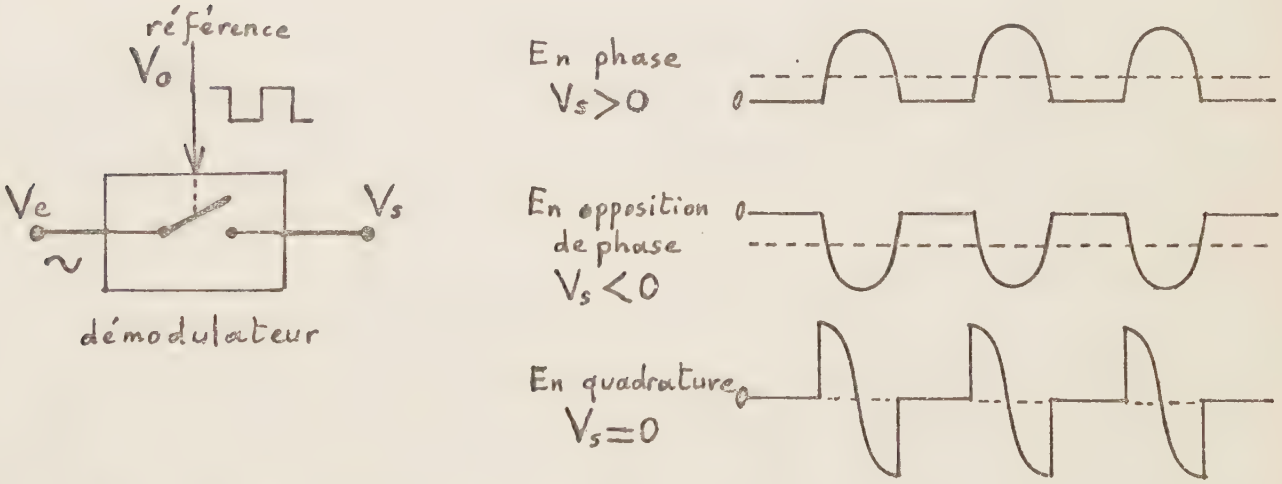


Fig. 11 Représentation de trois cas particuliers de déphasage.

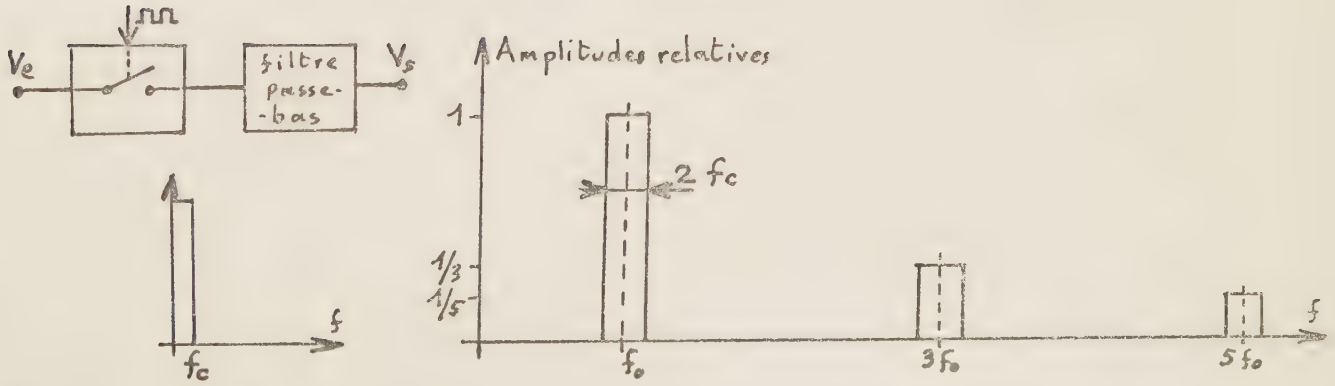


Fig. 12 Répartition des bandes de fréquence (dans le cas d'un filtre passe-bas idéal).

3) Une grande partie du signal reçu peut être éliminée très tôt par filtrage ce qui limite l'importance des saturations et des intermodulations.

4) Enfin la détection synchrone est par nature bien plus linéaire qu'une détection simple puisque l'on s'intéresse à la différence entre deux tensions voisines détectées par les mêmes éléments.

Une première approche consiste à schématiser le détecteur synchrone par un interrupteur commandé par le signal de référence. Si l'on réduit le signal d'entrée à une sinusoïde déphasée de α par rapport au signal de référence , la tension efficace en sortie sera $V_s = V_e \cos \alpha$ (V_e : tension efficace du signal d'entrée). La Fig.11 en donne les cas particuliers.

Dans un second temps nous pouvons représenter cette démodulation sous la forme d'une multiplication entre les signaux. Tout signal non synchrone $V_1 \sin \omega_1 t$ donnera en sortie une tension alternative telle que :

$$V_s = V_1 \sin \omega_1 t \cdot V_o \sin \omega_o t = \frac{1}{2} V_1 V_o \left[\cos(\omega_1 - \omega_o)t - \cos(\omega_1 + \omega_o)t \right]$$

(pour simplifier nous ne considérons que le fondamental du signal de référence). En sortie un filtre passe-bas idéal, (fréquence de coupure: f_c) ne laissera passer que les composantes dont le ω_1 sastifait $\left| \omega_1 \pm \omega_o \right| < 2\pi f_c$. Nous avons ainsi réalisé l'équivalent d'un filtre passe-bande, de largeur 2 f_c, centré sur f_o.

Cette propriété s'applique à chaque composante de la décomposition en série de Fourier du signal de référence qui très souvent est carré :

$$V_R(t) = V_o \sin \omega_o t + \frac{1}{3} V_o \sin 3\,\omega_o t + \frac{1}{5} V_o \sin 5\,\omega_o t + \ldots\ldots$$

La Fig.12 donne la répartition des différentes composantes avec leurs contributions respectives.

Il est à noter que la tension moyenne de bruit ajoutée par un harmonique est plus faible que le simple rapport de sa composante au fondamental, car les bruits des différentes bandes ne sont pas corrélés. Ce sont les tensions moyennes quadratiques qui s'ajoutent.

Dans la pratique on utilise une modulation par signal carré (permutation) et une démodulation sur les deux demi-périodes (comparable à un redressement double alternance commandé). La Fig.13 en donne le schéma de principe.

IV-5.2. Détection quadratique.

Le niveau de sortie des filtres 6 KHz n'est pas suffisant pour être détecté directement : -40 dBm. On a donc placé, sur la même carte que le détecteur quadratique et synchrone, un amplificateur à 10 MHz utilisant les deux étages d'un circuit intégré linéaire µA 757 . Un circuit de charge selfique et le condensateur de liaison permettent d'avoir une légère sélectivité. Une entrée de "contrôle automatique de gain" permet ici de régler le gain par une tension continue découplée. Ce gain peut être de 70 dB maximum pour un facteur de bruit de 8 dB. De plus le circuit possède deux sorties symétriques pouvant débiter jusqu'à 2mA; la détection quadratique utilise ces deux sorties.

Un transistor à effet de champ possède une caractéristique de transfert dynamique (variation du courant drain en fonction de la variation de la tension grille-source) qui dépend du potentiel moyen de la source par rapport à la grille [3] . Pour une certaine valeur de ce dernier, la courbe est pratiquement quadratique sur un large intervalle. La dynamique peut être alors de 10^4 avec un facteur de conversion proche de 1. Le montage est bien supérieur à une diode pour un prix équivalent; le seul inconvénient est la nécessité de régler la tension de polarisation de chaque transistor. Ce réglage est fait une fois pour toute, la tension d'alimentation et la température de fonctionnement étant stabilisées.

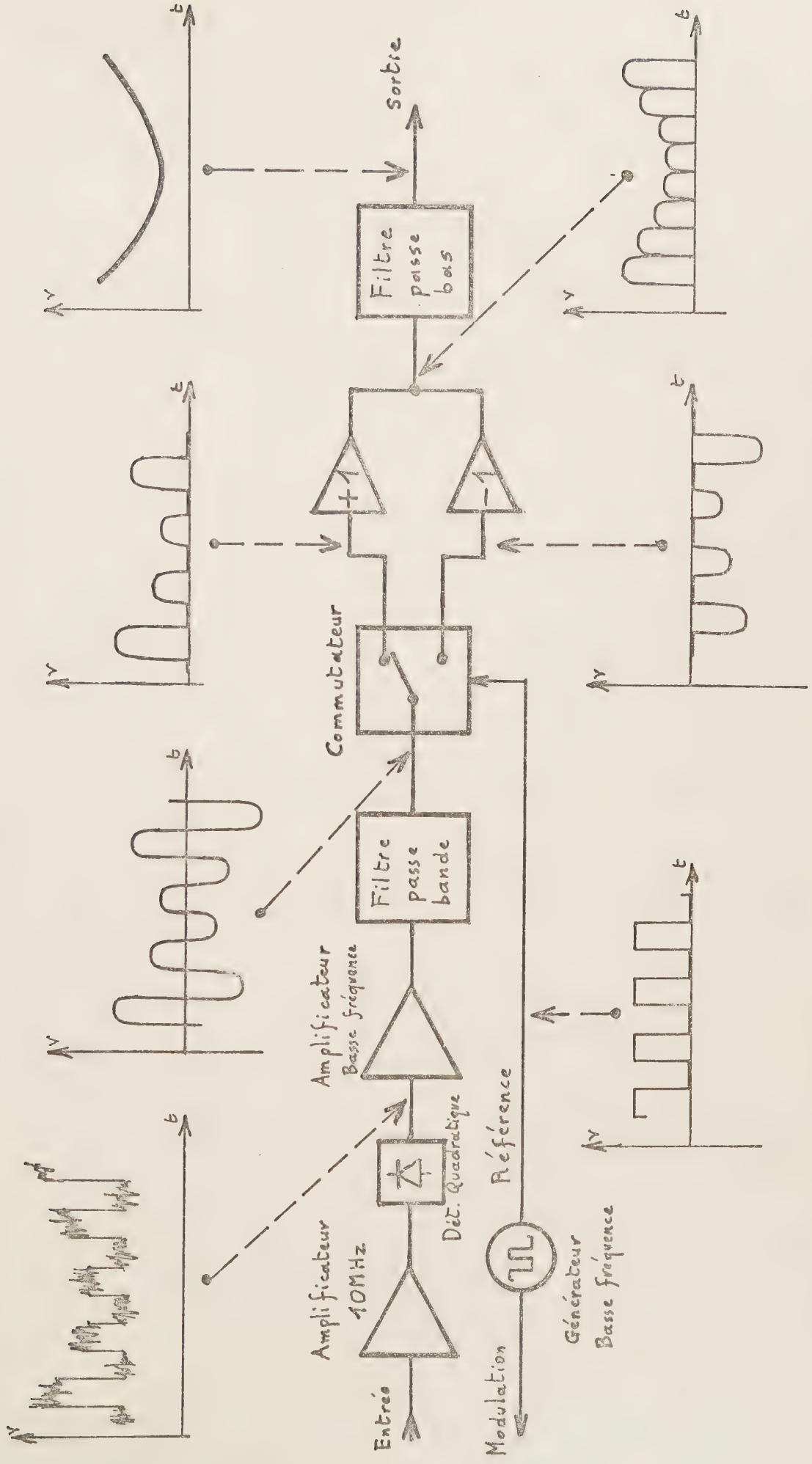


Fig. 13 Schéma de principe du détecteur synchrone.

Une des tensions de sortie de l'amplificateur est envoyée sur la source et l'autre sur la grille. Le facteur de conversion est ainsi doublé. Fig.14.

La courbe Fig.15 donne un exemple de caractéristique de l'ensemble : amplificateur 10 MHz plus détecteur quadratique. La caractéristique est quadratique sur 30 dB (à $\pm$ 1 dB). Ici le niveau moyen du signal de bruit détecté ne varie pas dans de grandes proportions; le gain est généralement réglé pour que les pointes de bruit soient de l'ordre de 100 mV.

IV-5.3. Filtres employés.

Deux sorties peuvent être envoyées à l'ordinateur : l'une au niveau de la détection quadratique, l'autre après détection synchrone. Dans les deux cas les circuits de sortie sont des filtres passe-bas. Les fréquences de coupure sont de 1 KHz en détection quadratique, ce qui donne la possibilité d'analyser des événements rapides tels que les pulsars, et de 1 Hz en détection synchrone. Dans ce dernier cas, la digitalisation se faisant avec un pas de 100 ms, les conditions de Shannon sont largement satisfaites.

Ces deux filtres passe-bas sont du second ordre (structure de Rauch). Fig.16 a). La fonction de transfert a pour expression:

$$H(p) = \frac{-1}{\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1 R_2}{R_3} C_2 p + (R_1 + R_2) C_2 p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}$$

Pour la sortie quadratique aucun gain n'est nécessaire donc $\frac{R_3}{R_1} = 1$

de plus en faisant $R_1 = R_2 = R_3 = R$

$$H(p) = \frac{-1}{1 + 3 RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

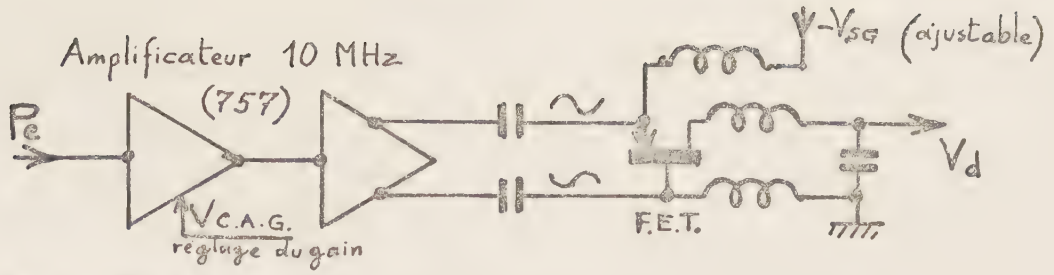


Fig. 14 Schéma du détecteur quadratique.

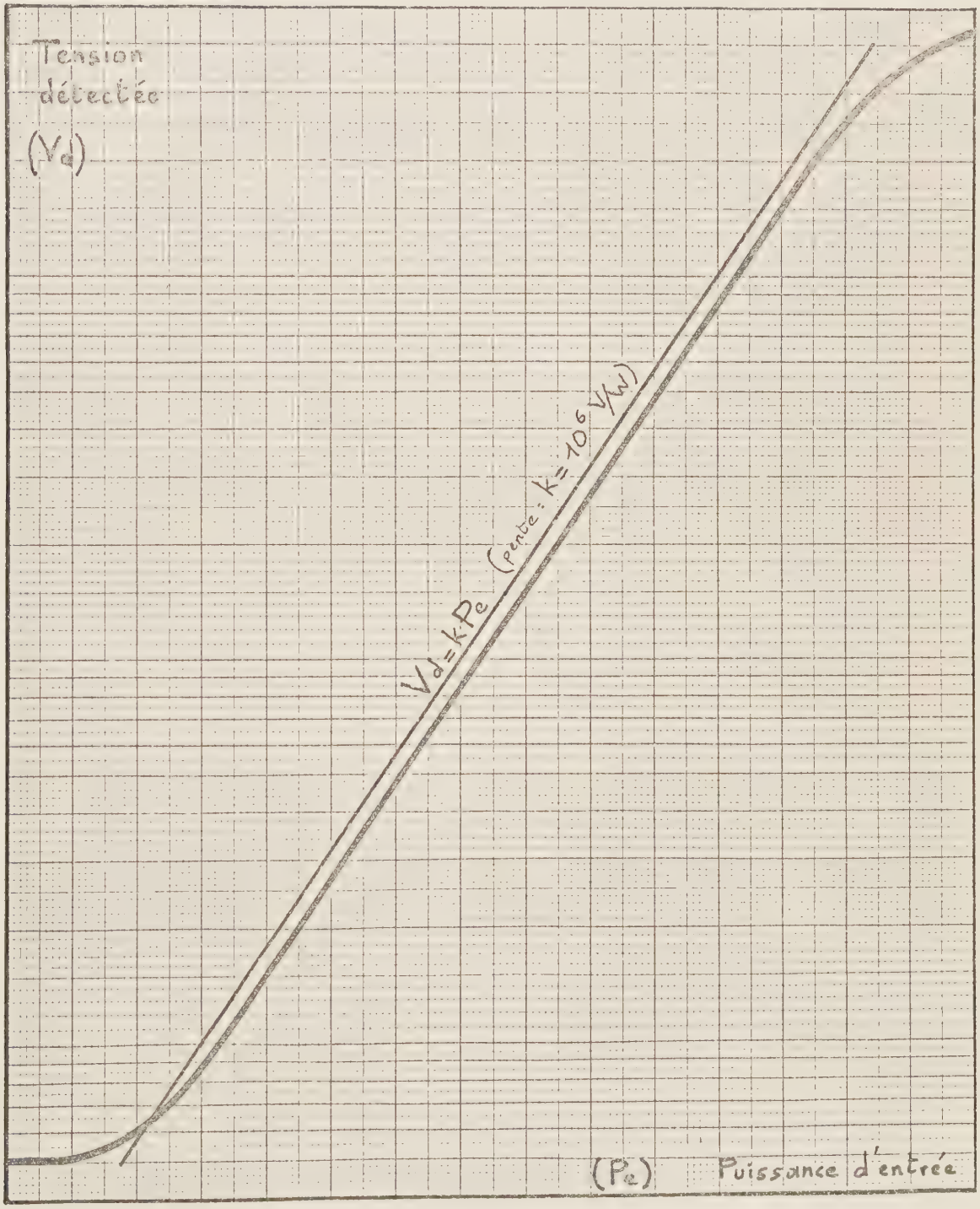


Fig. 15 Exemple de courbe de réponse d'un amplificateur 10 MHz suivi d'un détecteur quadratique.

L'allure de la courbe d'atténuation dépend du rapport $\frac{C_1}{C_2}$.
La Fig.16.b) en donne quelques exemples.

$$\omega_o = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \quad [4] .$$

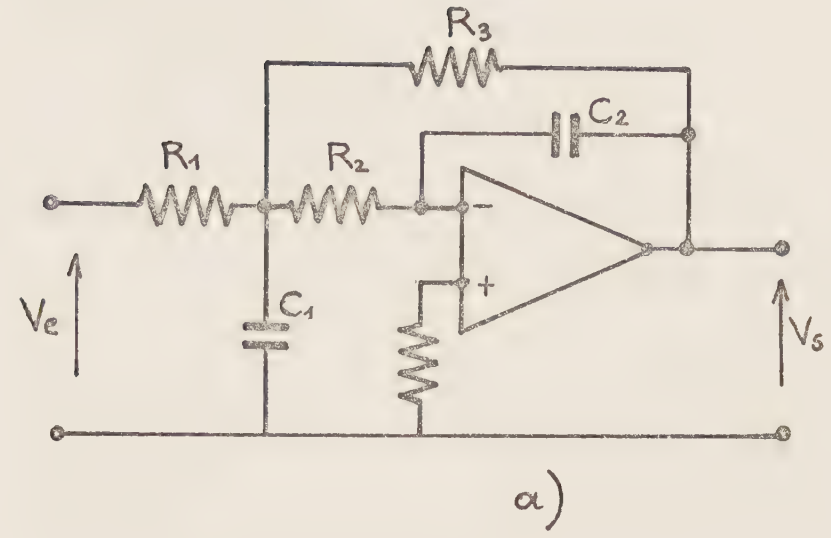
Nous avons choisi $\frac{C_1}{C_2} \simeq 5$ qui donne pour
$R = 45\ k\Omega$, $C_1 = 10$ nF et $C_2 = 2{,}2$ nF
la courbe A de la Fig.17, présentant une pente de 12 dB/octave.

Pour la sortie située après détection synchrone, un gain de 7 en tension était nécessaire et nous l'avons introduit dans le filtre de sortie en faisant $R_3 = 7R$. L'allure de la courbe de réponse dépend toujours du rapport $\frac{C_1}{C_2}$ mais les nouvelles capacités sont telles que $\frac{C'_1}{C'_2} = \frac{C_1}{C_2} \times \frac{1}{k^2}$ avec $k = \frac{3G}{G+1}$. Pour utiliser des valeurs normalisées nous avons maintenant $\frac{C'_1}{C'_2} = 6{,}3$ avec :
$R = 47\ k\Omega$, $R_3 = 330\ k\Omega$, $C_1 = 10\ \mu F$ et $C_2 = 0{,}22\ \mu F$. On obtient la courbe B de la Fig.17.

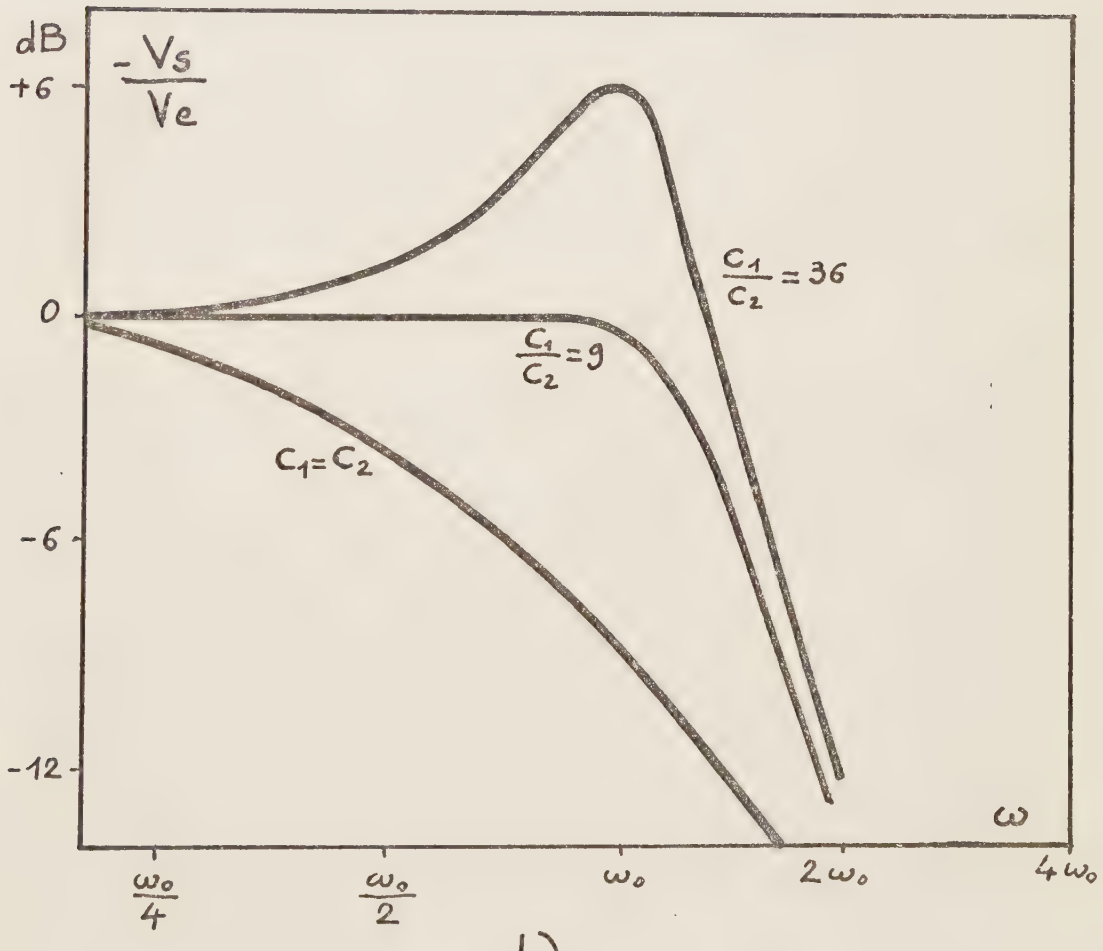
Pour chaque circuit de sortie l'entrée positive reçoit une tension négative ajustable qui permet de régler la tension de repos envoyée à l'ordinateur. En effet, le digitaliseur ne fonctionne qu'entre 0 et -10 V. En général la sortie détection quadratique est réglée vers -0,5 V car la tension détectée ne peut être que négative. La sortie détection synchrone est réglée vers - 5 V car la tension détectée peut être aussi bien négative que positive.

Chaque sortie possède une prise de visualisation obtenue à travers un pont de protection 100 kΩ, 10 kΩ. (§ IV-3.2.).

Pour le filtre inséré entre la détection quadratique et les commutateurs, deux études ont été faites :



a)



b)

Fig. 16 Filtre "Passe Bas" de sortie.

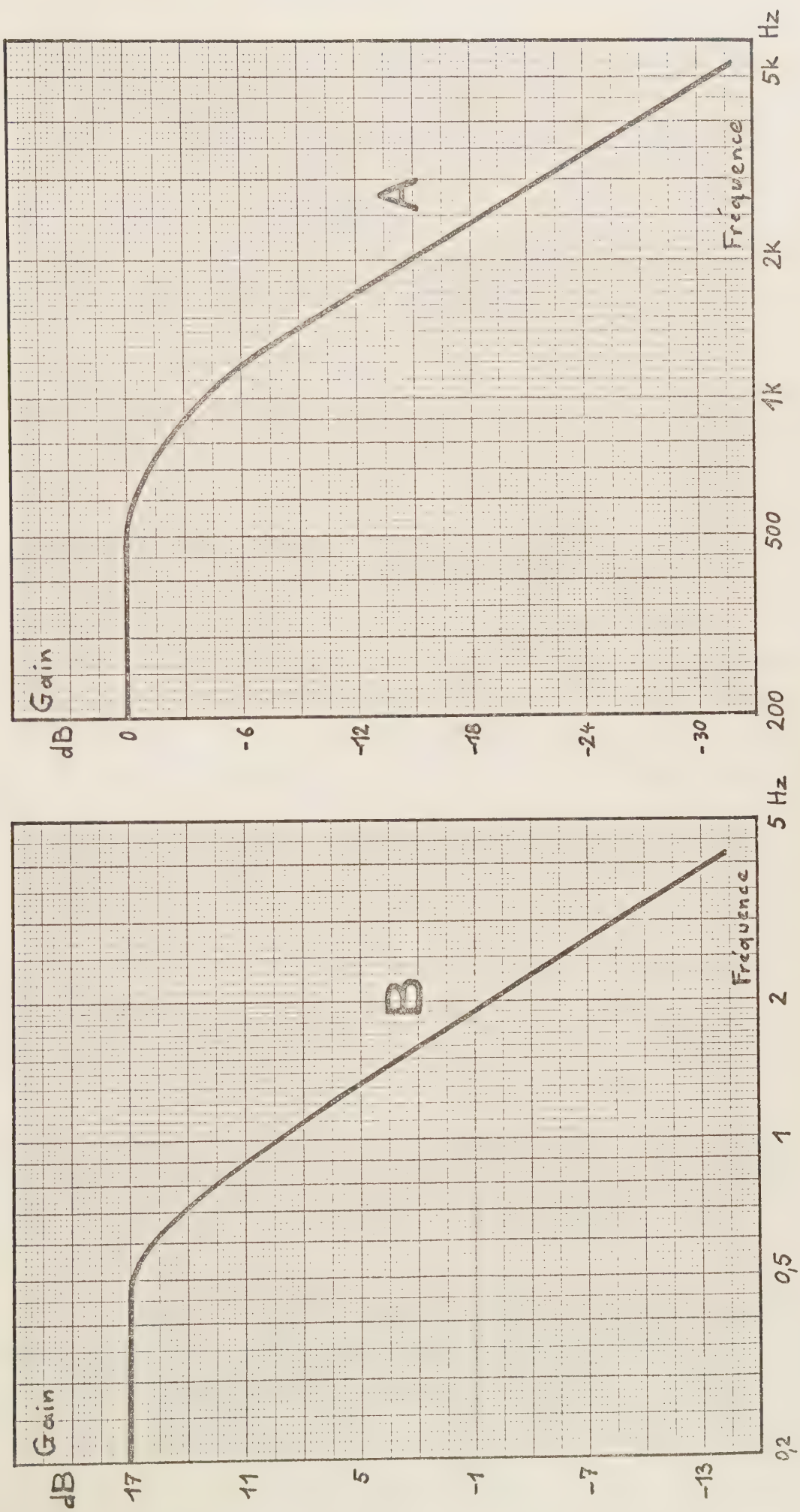


Fig. 17 Courbes de réponse des filtres de sorties.

1) Avec un filtre passe-bande étroit qui ne laisse passer que la fréquence 22 Hz.

La Fig.18 donne la composition d'un tel filtre qui a pour fonction de transfert :

$$H(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}(C_1 + C_2) p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}$$

il est pratique de prendre $C_1 = C_2 = C$

à la résonance : $\omega_o = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C^2}}$ on a : $\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_3}{2R_1}$

et le coefficient de qualité : $Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{(R_1 + R_2) R_3}{R_1 R_2}}$

La valeur de R_1 n'agit pas sur le gain; elle permet d'ajuster avec précision la fréquence de résonance. Ce réglage est important ici, non pas pour la valeur du gain mais pour la phase qui change rapidement dans la bande. Tous les filtres doivent présenter le même déphasage. La courbe A de la Fig.20 donne le résultat obtenu avec :

$$C_1 = C_2 = 0{,}33\ \mu F \quad R_1 = 33\ k\Omega \quad R_2 = 0{,}8 \text{ à } 1{,}2\ k\Omega$$

$$R_3 = 470\ k\Omega$$

Ce filtre est efficace et la fluctuation obtenue est proche de la valeur théorique :

$$\sigma = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{T_s}{\sqrt{B\tau}}$$

.Ce filtre a cependant deux inconvénients : la phase peut rapidement se dérégler (en fonction du vieillissement des capacités par exemple) et l'information contenue dans les harmoniques impairs , soit 11% est éliminée.

2) Au lieu de mettre en parallèle plusieurs filtres ajustés aux fréquences 22, 66 et 110 Hz, nous avons préféré utiliser un filtre passe-bande couvrant ces trois fréquences. Une plus grande partie

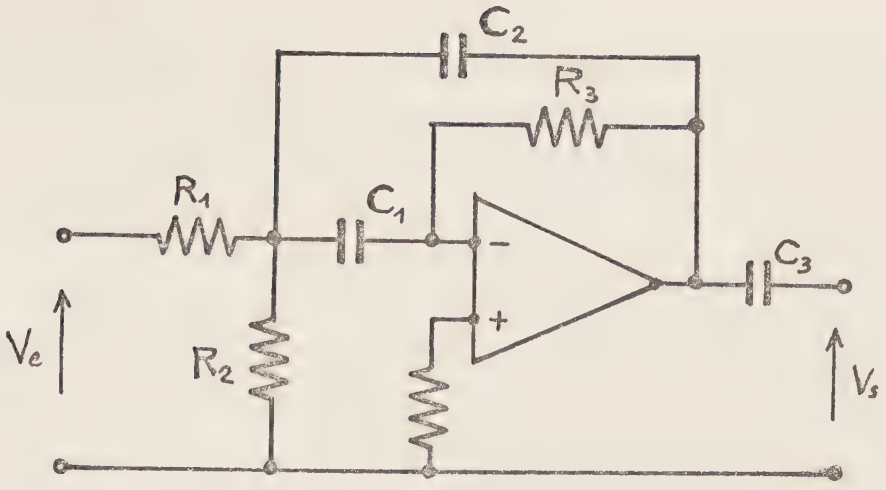


Fig. 18 Filtre passe bande étroit.

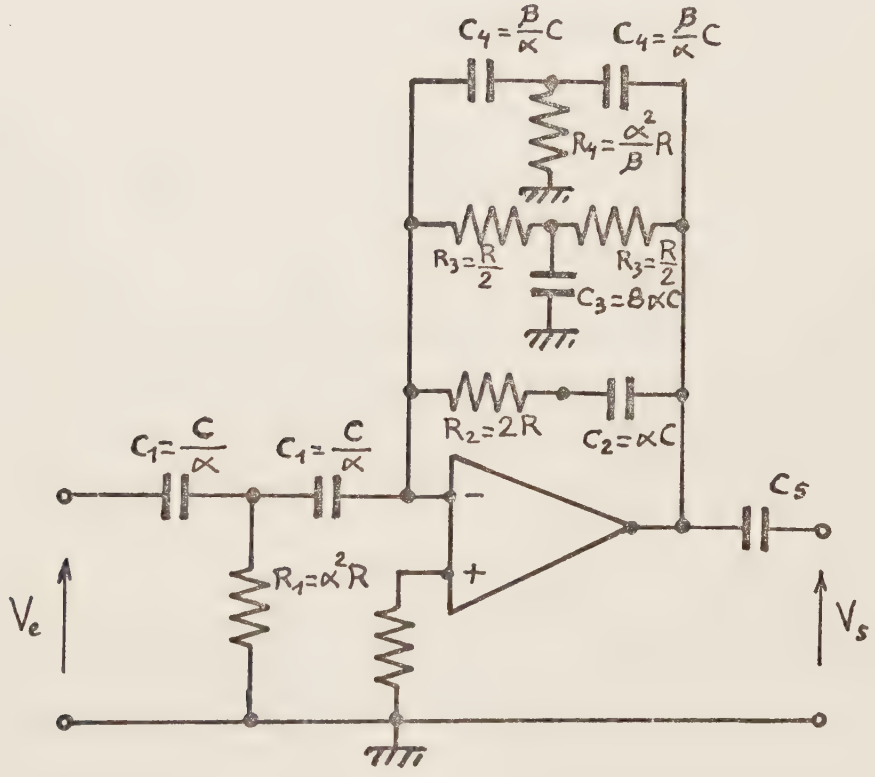


Fig. 19 Filtre passe bande large.

du bruit est transmise au système de commutation mais celui-ci possède une grande dynamique : $\pm$ 10 V. Le filtre passe-bas de sortie éliminera les bruits non synchrones comme nous l'avons vu au § IV-5.1.

La Fig. 19 donne le schéma du montage utilisé et indique les relations entre les valeurs des éléments donnant une fonction de transfert simplifiée :

$$H(p) = \frac{C^2R^2p^2}{1 + \alpha CRp + \beta C^2R^2p^2}$$

fréquence de coupure : $f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\beta} RC}$ $\qquad Q = \frac{\sqrt{\beta}}{\alpha}$

La courbe B de la Fig.20 donne le résultat obtenu avec $R \simeq 500$ kΩ et $C \simeq 70$ nF , $\alpha = \frac{1}{3}$ et $\beta = \frac{1}{9}$:

$C_1 = C_3 = 220$ nF , $C_2 = C_4 = 22$ nF , $R_1 = 56$ kΩ , $R_2 = 1$ MΩ ,

$R_3 = 270$ kΩ , $R_4 = 470$ kΩ .

Les fréquences les plus basses ont été éliminées en priorité. (24 dB par octave). A la sortie, un condensateur de 1 µF coupe les dérives lentes de la tension d'offset de l'amplificateur différentiel utilisé.

Ce montage donne un rapport signal sur bruit légèrement meilleur que celui obtenu avec un filtre étroit. Si tous les harmoniques du signal de modulation étaient pris en compte, on aurait théoriquement :

$$\sigma = 2 \frac{T_s}{\sqrt{B\tau}}$$

En se limitant aux deux premiers harmoniques impairs :

$$\sigma \simeq 2{,}08 \frac{T_s}{\sqrt{B\tau}}$$

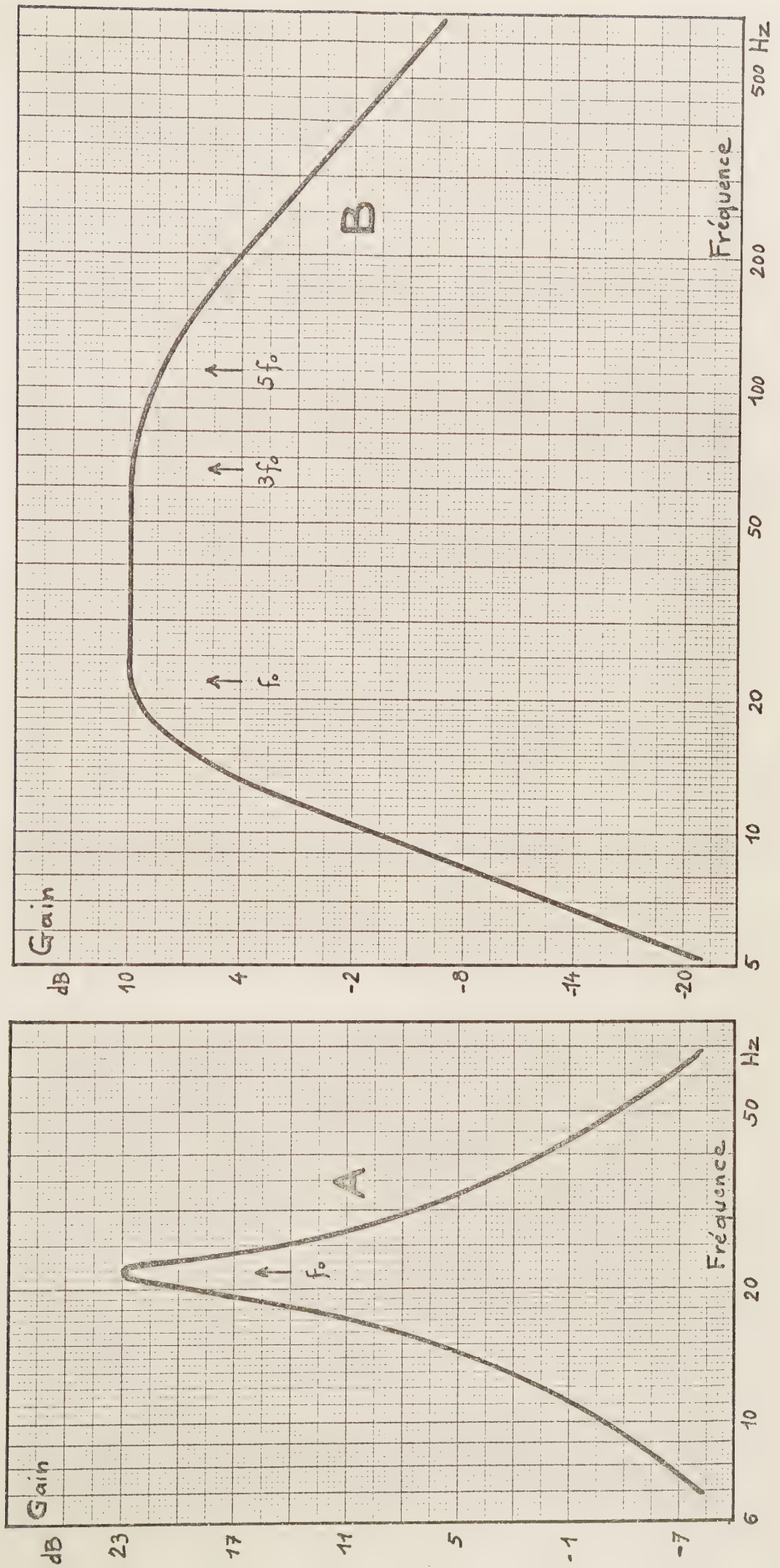


Fig. 20 Courbes de réponse des filtres passe bande.

IV-5.4. Réalisation et résultats

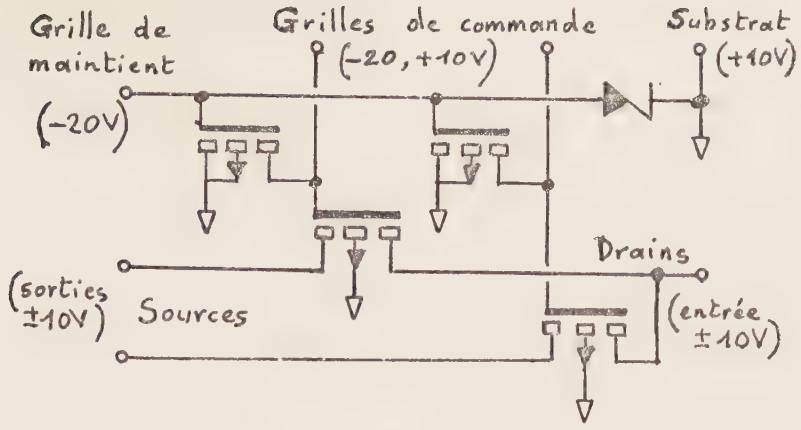
Il est intéressant de donner quelques renseignements sur les circuits de commutation utilisés dans la détection synchrone. Ils sont réalisés à partir de portes analogiques utilisant des transistors à effet de champ. M.O.S. à canal p : Fig. 21.a). Le circuit choisi contient deux inverseurs (G 123 de Siliconix). Ceci conduit à insérer deux canaux sur la même carte. Considérons en premier lieu le transistor qui est en série avec le signal : Fig.21.b). La jonction drain-substrat doit toujours être polarisée en inverse pour ne pas écrêter un signal d'entrée positif. On veut que ce signal d'entrée puisse varier de - 10 V à+10 V. Le substrat est donc porté à + 10 V. Une tension de + 10 V appliquée sur la grille rend alors très grande (10^{10} Ω) la résistance du circuit drain-source (deux jonctions p - n dos à dos).

Au contraire, si la grille est négative par rapport à la source, des charges positives sont induites dans le canal séparant les deux régions p ; le dopage de ce canal peut ainsi s'inverser, devenir p et constituer un passage de faible résistance (environ 100 Ω). Fig.21.b). En particulier une polarisation de - 20 V permettra de laisser passer encore un signal d'entrée de - 10 V avec une impédance de l'ordre de 300 Ω.

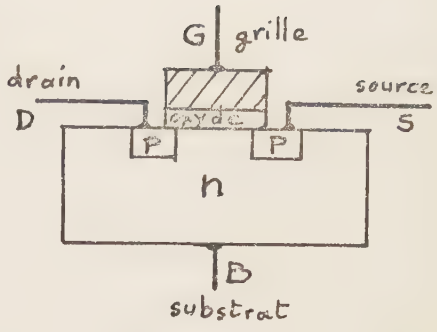
Le second transistor permet une commutation plus nette en portant la grille à + 10 V dès que l'on annule le signal de commande.

La diode Zener protège la couche d'oxyde contre une accumulation de charges statiques, l'impédance grille-substrat étant très élevée : 10^{15} Ω .

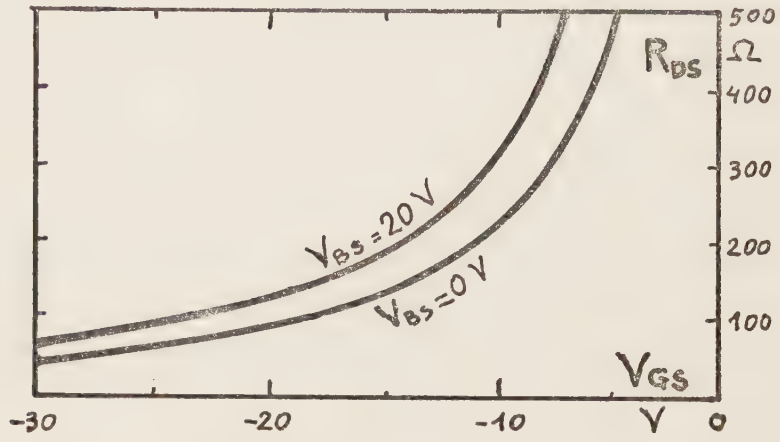
Un circuit de commande adapté, D 125, permet de fournir les tensions de grille à 12 inverseurs, à partir de signaux en logique T.T.L. Fig.22. Il s'agit simplement d'amplificateurs saturés.



a) Schéma d'un commutateur.



b) constitution d'un élément



c) caractéristique d'ouverture.

Fig.21 Commutateurs à M.O.S.-F.E.T.

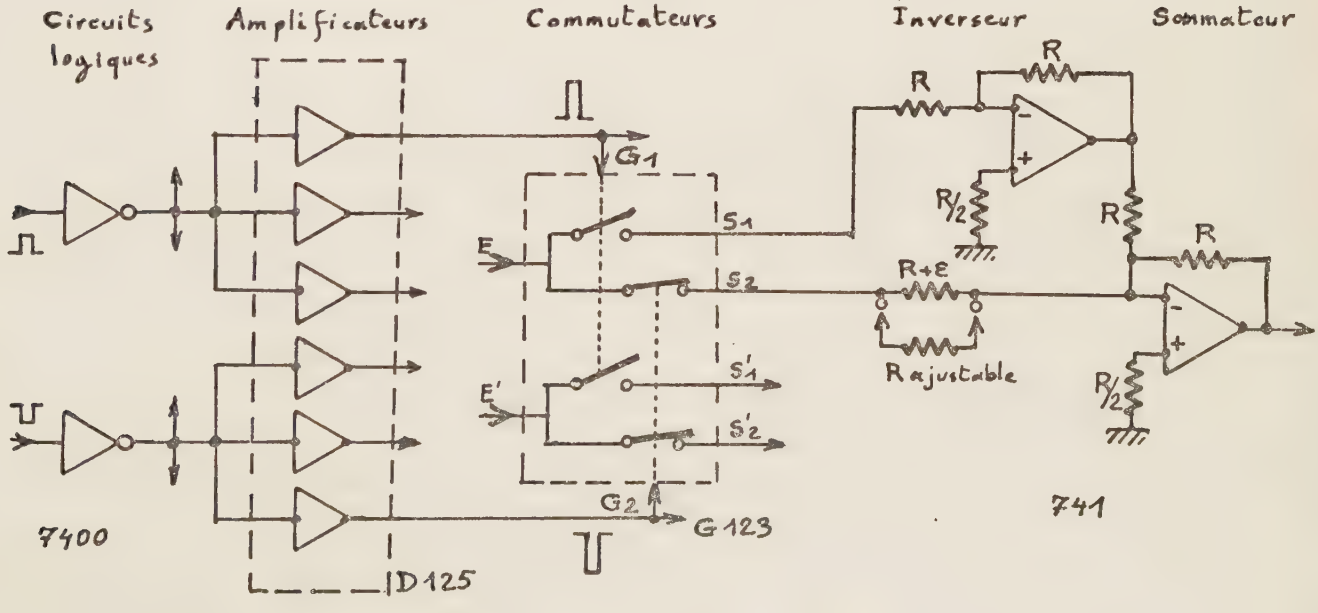


Fig.22 Commande des commutateurs et cicuit "différence".

A la sortie de ces inverseurs, la différence entre les deux signaux n'a pas été réaliséedirectement par un seul amplificateur opérationnel monté en soustracteur: Les effets du taux de réjection en mode commun peuvent devenir gênants;en particulier, il diminue rapidement avec la fréquence. Nous employons deux amplificateurs, le premier inverse l'un des signaux, le second réalise l'addition [4] .

Les impédances des circuits de commutation n'étant pas identiques, il a été prévu d'équilibrer les gains en ajoutant une résistance en parallèle sur une des résistances d'addition. Fig.22.

Deux circuits de détections ont été implantés sur une plaque de circuit imprimé 130 x 175 mm qui groupe ainsi 14 amplificateurs analogiques et 1 circuit de commutation. La connexion des entrées 10 MHz se fait par prises blindées en même temps que le branchement des alimentations et des sorties par un connecteur enfichable.

Les 64 cartes correspondant aux 128 canaux ont été groupées dans deux tiroirs que l'on peut tirer pour des réglages sans interrompre de connexions.

Seuls les amplificateurs 10 MHz ont été blindés pour éviter des couplages par induction.

En fonctionnement normal, un aperçu de la qualité de l'ensemble peut être tiré de la valeur de la fluctuation calculée sur les points du spectre. Celle-ci devrait être égale à la fluctuation mesurée au cours du temps sur un canal, le nombre de canaux pris en compte étant suffisamment grand.

On devrait avoir théoriquement : $\sigma = 2{,}08 \dfrac{T_s}{\sqrt{B\tau}}$.

Pour une observation classique d'une heure :

$\tau = 60^2 s$ $\quad B = 6\ 10^3$ Hz et $T_s = 130°$ K : $\sigma = 59$ m°K .

Pratiquement, on trouve sur un champ vide un σ moyen de 72 m°K, et ce résultat correspond également à la mesure au cours du temps sur un canal quelconque. La détérioration de 20% intervient après détection quadratique et semble répartie sur plusieurs circuits : bruit des amplificateurs opérationnels, commutation des FET.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES IV

[1] ROSOLEN, C., Réalisation d'un préamplificateur large bande, haute fréquence. Rapport interne.

[2] LILEN, H., Circuithèque d'électronique, T.1, Editions Radio.

[3] ROSOLEN, C., D.E.S. Sciences, Paris, 1971.

[4] MARCHAIS, J.C., L'Amplificateur opérationnel et ses applications, Masson.

V - RESULTATS GENERAUX ET CONCLUSIONS

Nous venons de décrire un système de réception dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

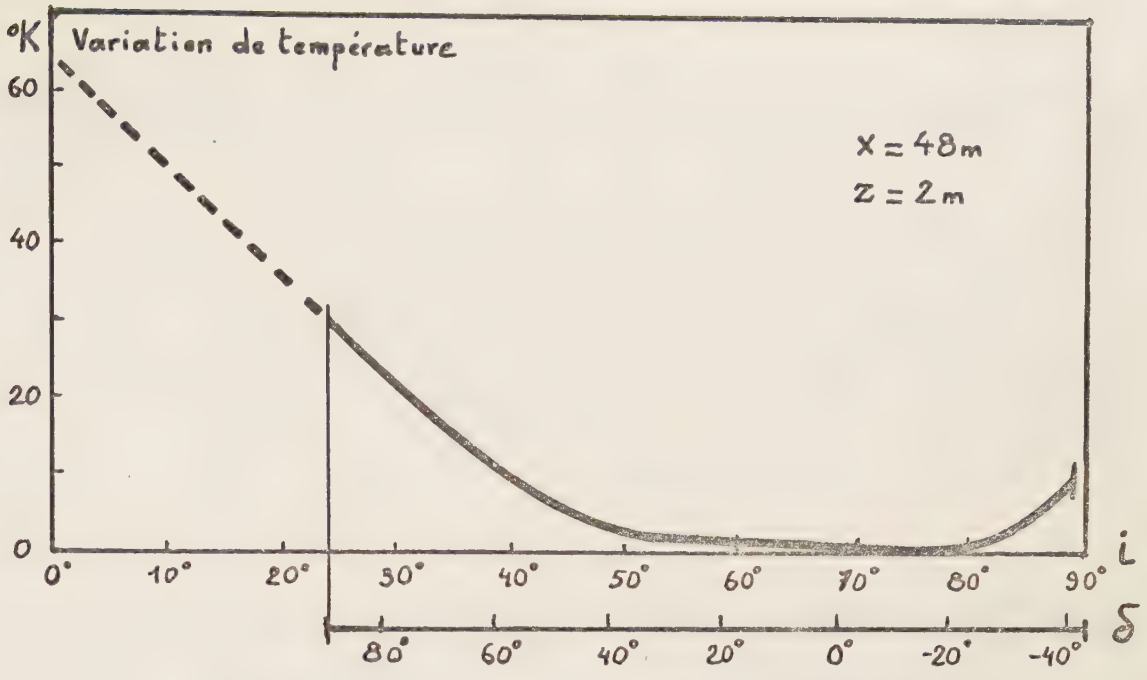
- Analyse de la polarisation circulaire de l'onde avec une isolation supérieure à 30 dB entre les deux polarisations. Deux chaînes de réception permettent d'obtenir simultanément les deux polarisations.

- Bande couverte : 1600 à 1720 MHz. L'amplificateur paramétrique large bande est prévu pour donner un chromatisme faible autour des trois groupes de raies OH : 1612, 1665 et 1667, 1720 MHz; il est nécessaire de régler un filtre et un multiplicateur de fréquence pour changer de groupe de raies. Fig.21. § III.

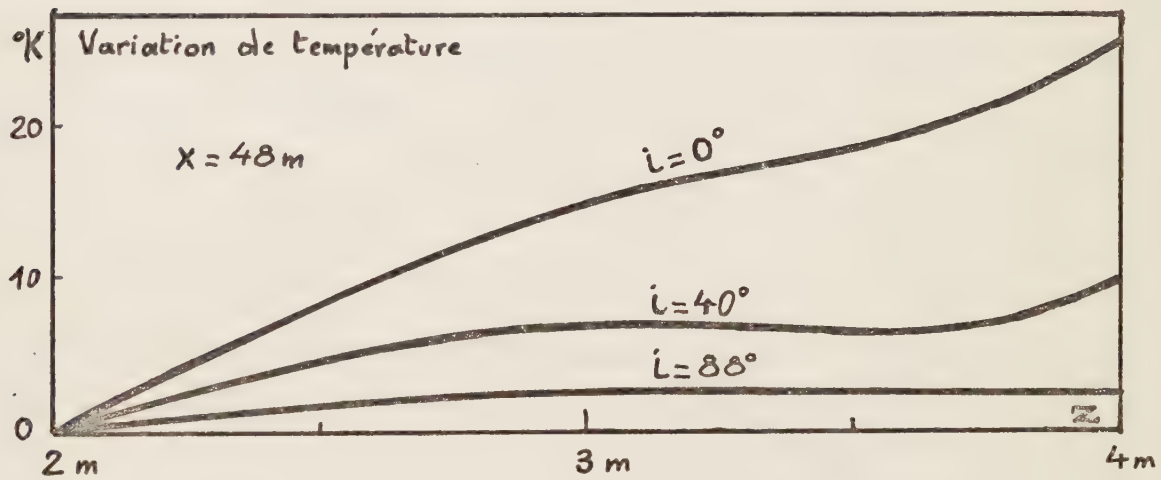
- Température de système : 130°K, qui se décompose en 35°K de bruit de sol, 20°K dûs à l'analyseur et aux liaisons, 70°K dûs au premier amplificateur paramétrique et 5°K ramenés par les étages suivants. Cette température de système correspond au minimum de bruit de sol : miroir mobile incliné à 70°, antenne focale basse placée au méridien. La Fig.1. donne les différentes augmentations de la température d'antenne à partir de cette position.

- Sensibilé : détection de 0,15 f.u. en une heure

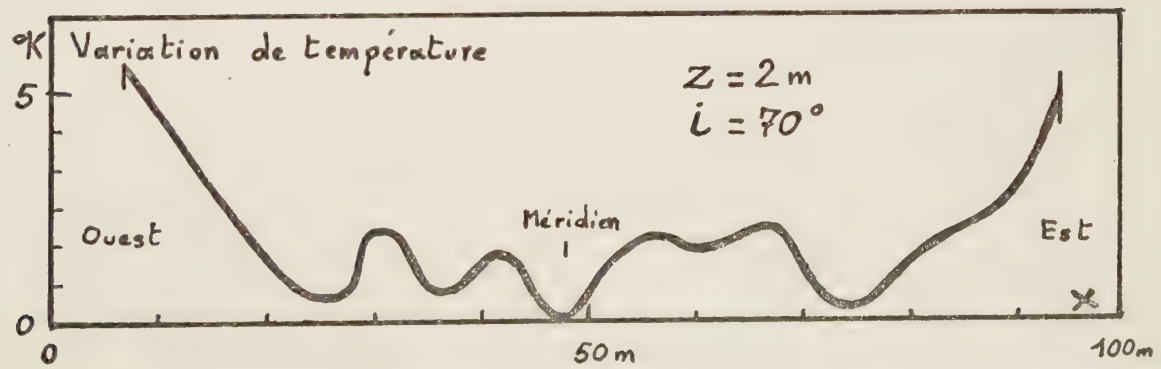
Il est plus précis de parler d'une "fluctuation moyenne" de 0,05 $\pm$0,005 °K, qui est l'écart type (σ) calculé sur les points d'un spectre type. Ce spectre correspond à l'observation d'un champ vide de source pendant une heure, au moyen de 128 canaux de 6 KHz et dans le cas d'une permutation de fréquence avec un doublement du spectre. La limite de détection peut être fixée à 3 σ dans le cas d'une raie fine soit 0,15°K. La Fig.2. donne un exemple de spectre près de la limite de détection [17] : Avec environ 4^h d'intégration : Valeurs crêtes des raies : -0,09 $\pm$ 0,01°K à 1667 MHz et -0,07 $\pm$ 0,01°K à 1665 MHz. Largeur des raies : 4 $\pm$ 1 Km s^{-1} (20 $\pm$ 5 KHz).



a) en fonction de l'inclinaison des miroirs : (i).
de la déclinaison visée : (δ).



b) en fonction de la hauteur de l'antenne focale : (z).



c) en fonction de la position sur la voie : (x).

Fig. 1 Variations du bruit de sol.

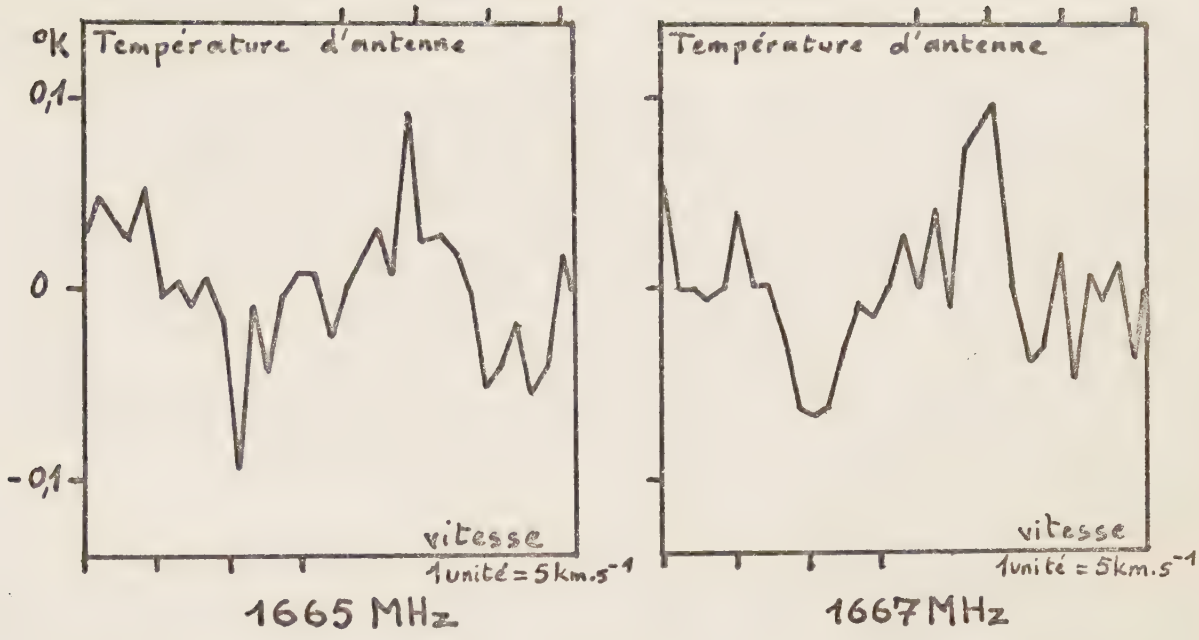


Fig. 2 Exemple de spectre (détection de source faible). (Comète Kohoutek)

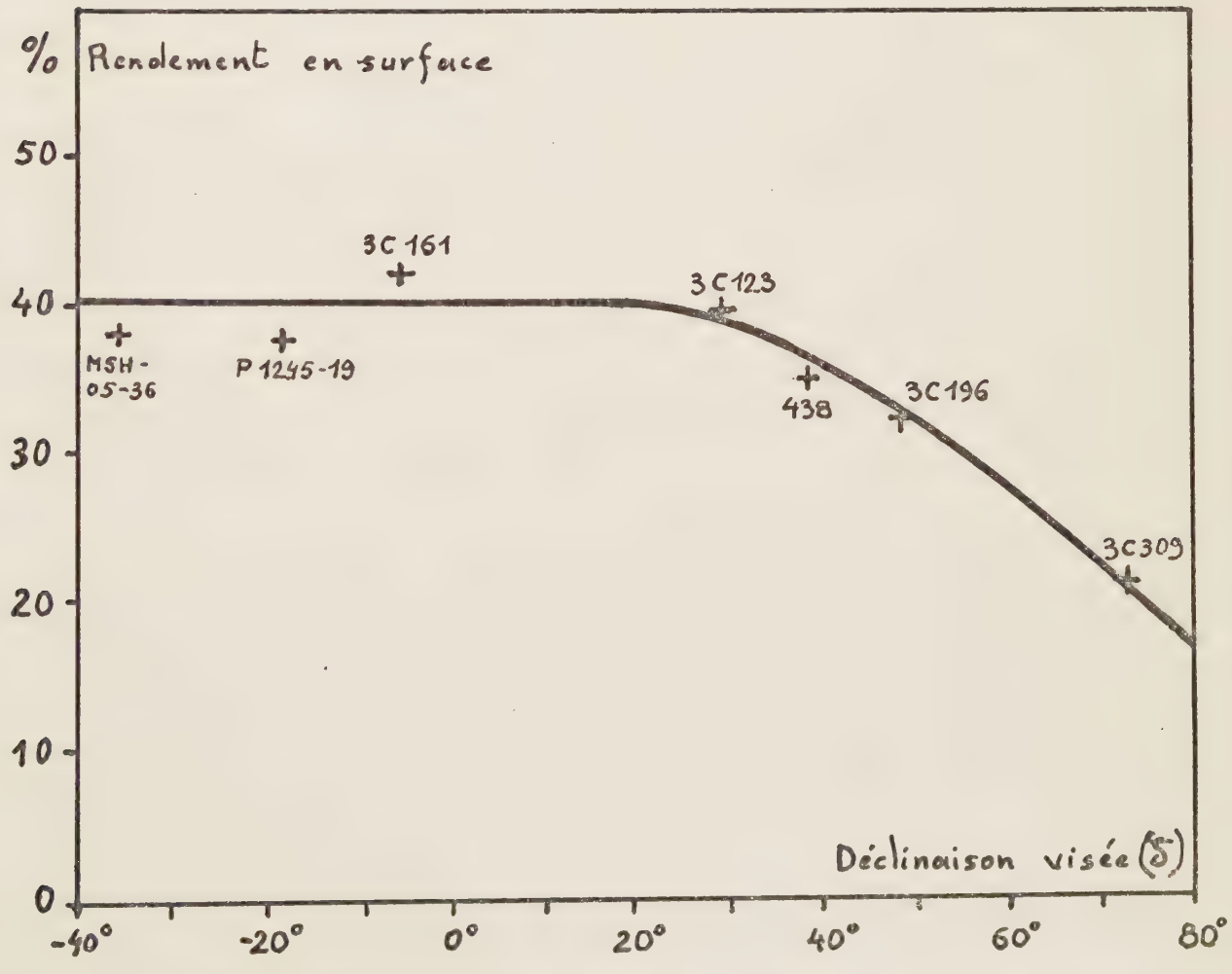


Fig. 3 Rendement en surface en fonction de la déclinaison

Nous pouvons convertir en flux cette limite pour une source ponctuelle correspondant à une inclinaison des miroirs de l'ordre de 70°, le rendement en surface du télescope : ρ est de 0,40 ± 0,05. La limite de détection, exprimée en unité de flux est

$\Delta U = \frac{2k\Delta T}{\rho S} 10^{26}$ avec S : superficie de l'antenne = 7000 m^2,

k : constante de Boltzmann = 1,38 10^{-23} Joules.$°K^{-1}$; soit

$\Delta U \simeq 0,15$ f.u.

Notons que le signal ainsi détecté correspond au produit de convolution du spectre reçu par la bande d'un filtre (équivalent ici à l'intégration du spectre sur 6 KHz), notons aussi qu'une valeur faible de l'inclinaison des miroirs détériore fortement la sensibilité car, d'une part elle augmente la fluctuation par élévation du bruit de sol, et d'autre part elle diminue le rendement en surface par effet de diaphragme. Fig.3.

- Résolution spectrale : 128 canaux de 6 KHz de large, séparables en deux batteries indépendantes de 64 canaux jointifs : observation de deux raies sur la même polarisation ou des deux polarisations à la même fréquence.

- Résolution angulaire : Le lobe à demi-puissance aux environs de l'équateur céleste a pour dimensions :
- en ascension droite (α) = 3,5 min. d'arc soit 14 secondes de temps
- en déclinaison (δ) = 19 min. d'arc.

Le type d'antenne focale employé produit une légère différence dans la direction des lobes en polarisition V et H, cette différence se retrouve en polarisation circulaire. Un réglage de l'analyseur permet de compenser en partie ce décalage. Le réglage optimum correspond à une différence de pointage de l'ordre de 2 secondes de temps, négligeable pour le flux mais importante dans la détermination de position.

Le rendement en lobe de l'ensemble est de 0,65 ± 0,1.

- Stabilité du gain, elle dépend en grande partie de la thermostatisation. Avec thermostatisation des sources de pompe des amplificateurs paramétriques, on obtient en régime permanent une stabilité meilleure que 1% en une heure. Lorsqu'il n'y a qu'une thermostatisation de l'air de la cabine (± 1°), il faut considérer plusieurs stabilités .

A court terme, inférieur à la minute = 2%

A moyen terme, de 5 à 20 minutes = 10% dans les cas les plus défavorables, car la période du cycle de thermostatisation se trouve dans ce domaine.

A long terme, une heure et plus, la différence entre les gains moyens entre deux périodes redevient de l'ordre de 5%

Ceci a pour conséquence que toutes les comparaisons doivent se faire, soit avec une période inférieure à la minute (période de permutation), soit avec une période supérieure à une heure (comparaison entre deux sources).

Ceci impliquerait également d'avoir un temps d'étalonnage de l'ordre de l'heure. Nous avons vu que le problème a été résolu en faisant l'étalonnage pendant l'observation et par intégration de périodes de l'ordre de la minute.

Nous pouvons donner un aperçu très bref des différents travaux qui ont été entrepris avec ce récepteur et des principaux résultats astrophysiques qui en ont découlé. L'évolution de ces recherches a été constamment précédée d'une amélioration technique du récepteur et a suscité plusieurs collaborations internationales.

Les références [n] correspondent à la liste des publications scientifiques liées au récepteur : Annexe N°1.

Analyse des résultats de l'observation des raies d'émission de sources intenses à 1665 et 1667 MHz, avec des résolutions de 600 Hz et 20 KHz pour préparer le V.L.B.I. et étudier la stabilité instrumentale.

Etude de l'émission à 1612 MHz des étoiles infrarouges (avec découverte de l'émission de VXSgr) : le maser responsable de l'émission OH sur 1612 MHz n'est pas pompé par le rayonnement infrarouge proche à 2,8 μ [1].

Un programme de recherches de sources OH, basé sur de nouveaux critères de sélection, comme la coexistence entre les molécules OH et H_2O dans l'enveloppe circumstellaire des étoiles infrarouges, a permis de découvrir 4 nouvelles étoiles. Elles forment les premiers éléments d'une nouvelle classe d'étoiles OH avec émission sur les raies principales et non sur la raie satellite 1612 MHz, et possibilité de pompage par les raies laser infrarouge de H_2O à 72 μ, lui même excité par le rayonnement infrarouge stellaire [2] et [3].

La détermination, en collaboration avec les Soviétiques, de l'histogramme correspondant au signal maser de plusieurs sources OH galactiques montre que la fonction de distribution suit une statistique quasi-gaussienne et donne des informations complémentaires sur le mécanisme de maser. [4], [19] et [28].

Détection des raies OH dans les étoiles du type Me [5] puis corrélation entre l'existence de ce genre d'émission et des propriétées des spectres optiques de ces étoiles [14].

Etude par les Soviétiques de plusieurs émissions et absorptions de sources galactiques dont un pulsar. [6] à [10].

En association avec l'étude de l'absorption à 21 cm, la détermination de la distance de sources galactiques a permis en particulier de rejeter l'association de G 355,3 + 0,1 avec NGC 6383 [11].

En collaboration avec les radioastronomes de Bonn, (R.F.A.) et Onsala (Suède), la détection de l'absorption, dans les raies de OH galactique, d'un certain nombre de radiosources extragalactiques conduit à un rapport anormal entre l'intensité des raies et à une possibilité d'amplification maser faible, à 1720 MHz dans deux nuages interstellaires [12] [13] [16].

L'utilisation du pouvoir séparateur du radiotélescope a permis l'identification de nombreuses sources OH découvertes dans un survey de Onsala. La mesure du rapport OH/H de la Galaxie et la détermination des populations des 4 sous-niveaux du fondamental de la molécule dans deux nuages renseignent sur le fonctionnement des maser interstellaires. [27] et [32] .

Observation des raies OH dans la comète Kohouteck : elles se sont montrées d'abord en absorption devant le rayonnement de l'univers à 2,7°K, puis ont disparu pour réapparaître en émission . L'effet Doppler dû a la vitesse orbitale de la comète produit des variations dans les populations des 4 sous-niveaux, en relation avec les fréquences des différentes transitions ultraviolettes (aux environs de 3060 A°).L'accord qualitatif et quantitatif entre la théorie et l'observation montre que le mécanisme de pompage est ici parfaitement expliqué. [15] et [17] .

Mise en évidence, pour la première fois, d'émissions OH dans les étoiles jeunes [20] .

Etudes nouvelles des Soviètiques sur les absorptions galactiques [18],[21] à [25], [29] et certaines émissions [30] , [31] .

Recherche de OH au voisinage de petites régions H II de Sharpless : découverte de deux nouveaux maser 1665 dans W3 et d'une émission à 1720 MHz associée à S 106. [26] .

La détermination des périodes de variations de l'émission OH d'étoiles froides (périodes de plusieurs centaines de jours) et la comparaison avec les variations optiques ont mis en évidence un déphasage de 0,1 période [33] .

Depuis le début des observations, le récepteur n'a cessé de se modifier et de s'améliorer. La description qui vient d'être faite correspond au récepteur utilisé au début de l'année 1975, depuis son évolution a continué. En particulier, deux nouvelles batteries de filtres et détecteurs, ont été ajoutées, formant 256 canaux de 6 KHz séparables en 4 batteries (4 raies observables en même temps). La stabilité du récepteur a permis d'employer exclusivement les détecteurs quadratiques et une permutation de fréquence lente ($\frac{1}{30}$ Hz) détectée en synchronisme par l'ordinateur.

L'intérêt scientifique de ce récepteur s'étant encore renforcé, d'importants projets d'amélioration sont déjà assurés du financement. Tel le refroidissement de la tête hyperfréquence qui sera équipée de nouvelles transitions guide-coaxial et englobera un hybride large bande et deux amplificateurs paramétriques. Parallèlement, une poursuite de la réduction du bruit de sol entraînera un abaissement de la température d'antenne. Tout ceci permettra de maintenir à Nançay un récepteur 18 cm compétitif sur le plan international.

ANNEXE N° 1

Liste des publications scientifiques utilisant des résultats d'observations faites avec le récepteur 18 cm .

=:=:=:=:=:=:=:=

ANNEXE N° 2

Schémas électroniques détaillés

=:=:=:=:=:=:=:=

ANNEXE N° 3

Photographies des réalisations

=:=:=:=:=:=:=:=

peuvent être obtenues sur demande au Secrétariat du DERAD

Observatoire de Meudon

5, Place Janssen

92190 - MEUDON